

**VŠB – Technická univerzita Ostrava
Fakulta elektrotechniky a informatiky
Katedra telekomunikační techniky**

**Návrh a realizace post-ekvalizačního obvodu
pro VLC komunikační systém**

**Design and Implementation of Post-equalization Circuit
for VLC Communication System**

Zadání diplomové práce

Student:

Bc. Dávid Poništ

Studijní program:

N2647 Informační a komunikační technologie

Studijní obor:

2601T013 Telekomunikační technika

Téma:

Návrh a realizace post-ekvalizačního obvodu pro VLC komunikační systém

Design and Implementation of Post-equalization Circuit for VLC Communication System

Jazyk vypracování:

čeština

Zásady pro vypracování:

VLC (Visible Light Communications) představuje progresivně se rozvíjející se technologii v rámci optických bezvláknových systémů určených pro vnitřní prostory. Ukazuje se, že pro správný návrh VLC přenosového řetězce je nutné věnovat velkou pozornost návrhu konceptu přijímače. Cílem absolventské práce je návrh konceptu přijímače využívajícího post-ekvalizaci.

1. Popište technologii VLC.
2. Popište metody konstrukce detektorů pro optické komunikace.
3. Popište technologie pre a post ekvalizace.
4. Proveďte návrh post-ekvalizačního obvodu pro VLC komunikační systém.
5. Proveďte simulaci řešení post-ekvalizačního obvodu Matlab/OptiSPICE.
6. Proveďte realizaci řešení post-ekvalizačního obvodu, porovnejte s výsledky simulace.

Seznam doporučené odborné literatury:

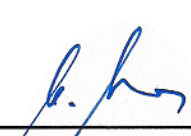
[1] GHASSEMLOOY, Z., W. POPOOLA a S. RAJBHANDARI. *Optical Wireless Communications: System and Channel Modelling with MATLAB*. Boca Raton: CRC Press, 2013. ISBN 978-1-4398-5188-3.

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.


Vedoucí diplomové práce: **Ing. Petr Koudelka**

Datum zadání: 01.09.2015

Datum odevzdání: 29.04.2016


doc. Ing. Miroslav Vozňák, Ph.D.
vedoucí katedry

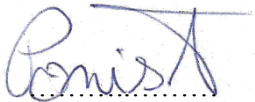



prof. RNDr. Václav Snášel, CSc.
děkan fakulty

Prehlásenie študenta

Prehlasujem, že som túto diplomovú prácu vypracoval samostatne. Uviedol som všetky pramene a publikácie, z ktorých som čerpal.

V Ostrave dne: 29. 4. 2016



podpis študenta

Pod'akovanie

Rád by som poďakoval pánovi Ing. Petrovi Koudelkovi za odbornú pomoc a konzultáciu pri vytváraní tejto diplomovej práce.

Abstrakt

Práca popisuje technológiu VLC, metódy konštrukcie detektorov pre optické komunikácie a techniku pre- a post-ekvalizácie. Hlavnou náplňou diplomovej práce je návrh a realizácia post-ekvalizačného obvodu pre VLC. Komunikácia viditeľným svetlom využíva pre generovanie bieleho svetla modrú luminiscenčnú diódu v kombinácii s luminoфорom, ktorý limituje šírku pásma na približne 2 MHz. V práci je popísaný návrh post-ekvalizačného obvodu, skladajúceho sa z dvoch pasívnych a jedného aktívneho ekvalizéru, ktorý kompenzuje útlm signálu. Skonštruovaným obvodom bolo dosiahnuté šesťnásobné zväčšenie šírky pásma a to bez použitia modrého filtra. Zlepšenie šírky pásma umožnilo nasadenie modulačnej techniky ortogonálneho frekvenčne deleného multiplexu, OFDM na vyššej nosnej frekvencii.

Kľúčové slová

VLC, komunikácia viditeľným svetlom, LED, ekvalizér, post-ekvalizér, post-ekvalizácia, optický prijímač, OFDM, MQAM, PXI

Abstract

Diploma thesis describes the visible light technology, constructing methods of the detectors for optical communications and technology of pre- and post-equalization. The main goal of the thesis is design and implementation of post-equalization circuit for VLC communication system. VLC uses blue emitter in combination with phosphor to emit yellow light. However, this phosphor-based emitters limit bandwidth of LED to approximately 2 MHz. The thesis describes a proposal of post-equalizing circuit consisting of two passive and one active equalizer that compensates for attenuation of signal. We achieved six-time increase in bandwidth with the constructed circuit and this was done without using a blue filter. Improved bandwidth enabled the deployment of the modulation technique Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM, at a higher carrier frequency.

Key words

VLC, Visible Light Communication, LED, equalizer, post-equalizer, post-equalization, optical receiver, OFDM, MQAM, PXI

Obsah

Zoznam použitých symbolov	- 9 -
Zoznam použitých skratiek	- 10 -
Zoznam ilustrácií a zoznam tabuliek.....	- 12 -
Úvod.....	- 14 -
1 Komunikácia viditeľným svetlom VLC	- 15 -
1.1 História a súčasný stav VLC	- 16 -
1.2 Porovnanie VLC s IrDA a rádiovou komunikáciou.....	- 17 -
1.3 Prenosový kanál VLC	- 18 -
1.4 Okolité svetlo a šum VLC kanálu	- 19 -
1.5 Vysielač VLC.....	- 20 -
1.5.1 Pre-ekvalizér.....	- 20 -
1.5.2 Bias-T	- 20 -
1.5.3 Biela luminiscenčná dióda.....	- 21 -
1.6 Prijímač VLC	- 22 -
1.6.1 Fotodióda.....	- 22 -
1.6.2 Transimpedančný zosilňovač	- 23 -
1.6.3 Post-ekvalizér	- 23 -
1.7 Model VLC systému	- 24 -
1.8 Štandardy VLC	- 26 -
1.8.1 VLCC	- 26 -
1.8.2 IEEE 802.15.7	- 27 -
2 Metódy konštrukcie detektorov pre OK.....	- 28 -
2.1 Šírka pásma fotodetektoru.....	- 28 -
2.2 Metódy návrhov predzosilňovačov	- 29 -
2.2.1 Nízko a vysokoimpedančné zapojenie	- 29 -
2.2.2 Transimpedančné zapojenie	- 29 -
2.3 Šumové vlastnosti	- 30 -
2.4 Výber prvkov	- 31 -
2.4.1 Fotodióda.....	- 31 -
2.4.2 Spätnoväzobný rezistor	- 31 -
2.4.3 Operačný zosilňovač	- 31 -

Zoznam použitých symbolov

2.5	Simulácia.....	- 32 -
2.6	Konštrukcia	- 32 -
2.7	Meranie	- 35 -
3	Pre a post-ekvalizácia.....	- 37 -
4	Návrh a simulácia post-ekvalizačného obvodu	- 41 -
4.1	Pasívny ekvalizér	- 41 -
4.2	Aktívny ekvalizér	- 43 -
5	Realizácia post-ekvalizačného obvodu	- 46 -
6	Meranie post-ekvalizačného obvodu.....	- 47 -
6.1	Meranie šírky pásma	- 47 -
6.2	Meranie OFDM.....	- 49 -
6.2.1	Meranie na vzdialenosť 50 cm	- 50 -
6.2.2	Meranie na vzdialenosť 100 cm	- 51 -
	Záver	- 53 -
	Použitá literatúra	- 54 -
	Zoznam príloh	- 55 -

Zoznam použitých symbolov

Symbol	Jednotky	Význam symbolu
λ	m	Vlnová dĺžka
Φ	lm	Svetelný tok
A_{DC}	-	Zosilnenie OZ na nízkych frekvenciách
A_m	-	Zosilnenie OZ na f_m
B	Hz	Šírka pásma
C	F	Kapacita
C_F	F	Spätnoväzobná kapacita
C_{TOT}	F	Celková kapacita prijímača
f	Hz	Frekvencia
f_1	Hz	Medzná frekvencia OZ
f_m	Hz	Medzná frekvencia
I	A	Prúd
I	cd	Svietivosť
I_{ns}^2	A^2	Stredný kvadrát prúdu vystrelového šumu
i_{ns}	A/\sqrt{Hz}	Spektrálna hustota prúdu vystrelového šumu
i_{nt}	A/\sqrt{Hz}	Spektrálna hustota prúdu tepelného šumu
k	-	Boltzmannova konštanta
P	W	Optický výkon
R	Ω	Odpor
R_L	Ω	Zaťažový odpor
R_s	Ω	Sériový odpor fotodiódy
R_{sh}	Ω	Zvodový odpor fotodiódy
r	-	Citlivosť fotodiódy
T	K	Teplota
U	V	Napätie
U_{out}	V	Napätie na nezaťaženej fotodióde
Z	Ω	Impedancia

Zoznam použitých skratiek

Skratka	Význam
APD	Avalanche Photodiode
BLH	Blue Light Hazard
CRC	Cyclic Redundancy Check
CSK	Color Shift Keying
DC	Direct Current
DMT	Discrete Multi-Tone modulation
DPS	Doska Plošného Spoja
EVM	Error Vector Magnitude
FDDI	Fiber Distributed Data Interface
GBW	Gain–BandWidth product
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
IR	Infrared
IrDA	Infrared Data Association
ISI	InterSymbol Interference
LED	Light-Emitting Diode
LOS	Line Of Sight
OFDM	Orthogonal Frequency-Division Multiplexing
OOK	On-Off Keying
OZ	Operačný Zosilňovač
PXI	PCI eXtensions for Instrumentation
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	Quadrature Phase-Shift Keying
RGB	Red, Green, Blue
RONJA	Reasonable Optical Near Joint Access
SDH	Synchronous Digital Hierarchy
SONET	Synchronous Optical Networking
TIA	Transimpedance Amplifier
VLC	Visible Light Communication

Zoznam použitých skratiek

VLCC	Visible Light Communications Consortium
VPPN	Variable Pulse Position Modulation
WDM	Wavelength-Division Multiplexing
WLAN	Wireless LAN

Zoznam ilustrácií a zoznam tabuliek

Číslo ilustrácie	Názov ilustrácie	Číslo stránky
1.1	Ilustrácia konceptu VLC	15
1.2	Viditeľné spektrum bežných svetelných zdrojov	19
1.3	Všeobecná schéma vysielача VLC	20
1.4	Obvod Bias-T	20
1.5	Dva prístupy generovania bieleho svetla	21
1.6	Všeobecná schéma prijímača VLC	22
1.7	Náhradný obvod fotodiódy	22
1.8	Voltamérová charakteristika fotodiódy	23
1.9	Osvetlenie LED svietidlami	24
1.10	Pole LED (a), jeden vysielач (b), štyri vysielачe (c)	25
2.1	Nízko/vysokoimpedančné a transimpedančné zapojenie	29
2.2	Závislosť zisku na frekvencii OZ OPA301 a OPA380	32
2.3	Schéma zapojenia prijímača s AD8015	33
2.4	Zhotovená DPS s čipom AD8015	33
2.5	Schéma zapojenia prijímača s HMC799	34
2.6	Zhotovená DPS s čipom HMC799	34
2.7	Schéma zapojenia merania fotodetektorov	35
2.8	Porovnanie detektorov	35
2.9	Znormalizované hodnoty detektorov	36
3.1	ISI vo frekvenčnej oblasti a v časovej oblasti	37
3.2	Efekt ekvalizácie	38
3.3	Regresná krivka s lineárnou aproximáciou	39
3.4	Ekvalizačná krivka LED	40
4.1	Schéma post-ekvalizačného obvodu	41
4.2	Simulácia frekvenčnej odozvy pasívneho ekvalizéra č. 1	43
4.3	Simulácia frekvenčnej odozvy ekvalizéra	45
5.1	Schéma ekvalizéru	46
5.2	Zhotovená DPS ekvalizéru	46

6.1	Schéma merania frekvenčnej charakteristiky ekvalizéru	47
6.2	Frekvenčná charakteristika LED a pasívneho ekvalizéru	47
6.3	Šírka pásma LED pred a po ekvalizácii	48
6.4	Schéma merania prenosu modulácie OFDM na ekvalizéri	49
6.5	Závislosť EVM na počte subnostných	49
6.6	K. diagram pre QPSK pre 100, 600 a 1600 subnostných	50
6.7	K. diagram pre 16QAM pre 100, 600 a 1600 subnostných	50
6.8	Konštalačný diagram pre 64QAM pre 100 subnostných	51
6.9	K. diagram pre QPSK pre 100, 600 a 1600 subnostných	51
6.10	K. diagram pre 16QAM pre 100, 600 a 1600 subnostných	52
6.11	Konštalačný diagram pre 64QAM pre 100 subnostných	52
A.1	K. diagram pre QPSK pre 100, 600 a 1600 subnostných	I
A.2	K. diagram pre 16QAM pre 100, 600 a 1600 subnostných	I
A.3	K. diagram pre 64QAM pre 100, 600 a 1600 subnostných	I
B.1	K. diagram pre QPSK pre 100, 600 a 1600 subnostných	II
B.2	K. diagram pre 16QAM pre 100, 600 a 1600 subnostných	II
B.3	Konštalačný diagram pre 64QAM pre 100 subnostných	II

Číslo tabuľky	Názov tabuľky	Číslo stránky
1.1	Porovnanie VLC, IrDA a RF technológií	17
2.1	Nameraná šírka pásma jednotlivých fotodetektorov	36
3.1	Rovnice priamky pre jednotlivé detektory	39
4.1	Zoznam použitých súčiastok pre pasívny ekvalizér	42
4.2	Zoznam použitých súčiastok pre ekvalizér	44

Úvod

Bezdrôtová komunikácia je najrýchlejšie rastúci segment z odvetvia komunikácií. Od satelitného prenosu, cez rádiové vysielanie, televízne vysielanie až po mobilné telefóny mali bezdrôtové siete vždy revolucionársky charakter. Dopyt po čo najvyšších rýchlostiach stále rastie. Avšak vzhľadom k obmedzenej šírke pásma využiteľného bez licencie a zvyšujúcej sa prevádzke v takýchto pásmach sa rádiové spektrum stáva preťažené.

Riešenie ponúkajú optické bezvláknové systémy, ktoré majú potenciál byť nástupným médium pre vysokorýchlostnú komunikáciu na krátke dosahy. Komunikácia viditeľným svetlom, VLC predstavuje progresívne sa rozvíjajúcu technológiu v rámci optických bezvláknových systémoch určených predovšetkým pre vnútorné priestory. Kľúčová výhoda komunikácie viditeľným svetlom je možnosť využitia už zavedenej infraštruktúry osvetlenia a jej rozšírenie o dátový komunikačný kanál. Okrem iného ponúka aj veľkú a nelicencovanú šírku pásma, vysokú bezpečnosť proti odpočúvaniu, keďže svetlo neprechádza cez steny, nižšiu spotrebu, odolnosť voči elektromagnetickému žiareniu a predovšetkým vysoké dátové prenosy. Zvýšený záujem o výskum vo VLC je spôsobený rastúcou popularitou nasadzovania luminiscenčných diód, ktoré ponúkajú vyššiu efektivitu spotreby, dlhú životnosť a nízku cenu. Navyše, pretože majú vyššiu šírku pásma ako iné bežné svetelné zdroje (žiarovky, žiarivky) môžu byť využité pre osvetlenie a komunikáciu zároveň. Technológie výroby bielej LED využívané na osvetlenie môžeme rozdeliť na dva prístupy: (1) Zariadenie využívajúce tri oddelené čipy, ktoré vyžarujú červenú, zelenú a modrú zložku zvlášť a tým vytvárajú biele svetlo. (2) Zariadenie využívajúce jeden modrý čip, na ktorý je nanosený luminofor, a ich kombinácia vyžaruje biele svetlo. Rozšírenejší je druhý prístup, kvôli jednoduchosti a cene. Avšak aplikovaním luminoforu klesne šírka pásma luminiscenčnej diódy na približne 2 MHz, čo bráni nasadzovaniu rýchlych prenosov pokročilých modulácií. Existuje niekoľko prístupov vylepšenia šírky pásma ako napríklad: (1) Modrý filter, ktorý odfiltruje pomalú žltú zložku. Toto riešenie však výrazne zdražuje komunikačný systém. (2) Pre-ekvalizácia na strane vysielateľa. (3) Post-ekvalizácia na strane prijímateľa.

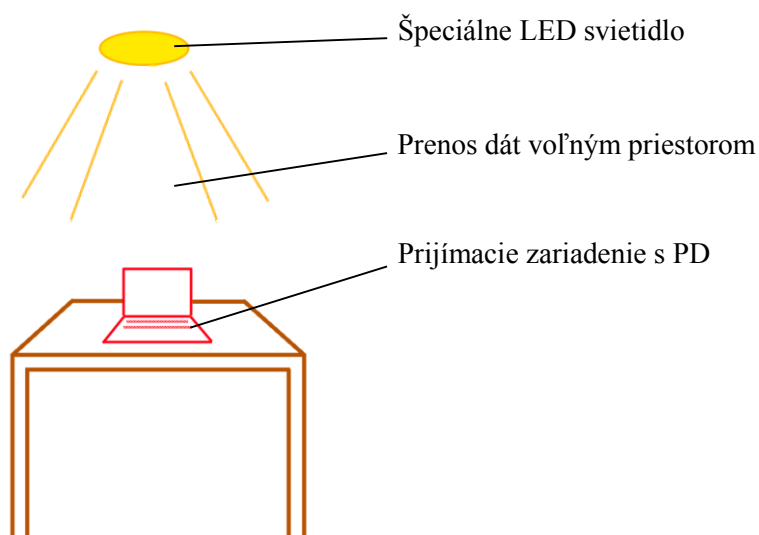
Diplomová práca sa zaoberá tretím prístupom. V prvej kapitole je popísaná technológia komunikácie viditeľným svetlom, od jej histórie, porovnanie s infračervenou a rádiový frekvenčnou technológiou cez popis prenosového kanálu a vplyvu okolitého šumu. Následne sú podrobne popísané základné prvky prenosového reťazca – vysielateľ a prijímateľ. Prvú kapitolu uzaviera štandard VLC. Druhý bod práce je venovaný metódam konštrukcie detektorov pre optické komunikácie, konkrétne typom zapojenia, vplyvom šumu, správnom výbere prvkov. V rámci tohto bodu sú skonštruované dva fotodetektory a zamerané ich vlastnosti. Tretia kapitola je venovaná technike ekvalizácie, z ktorej vychádza nasledujúca kapitola venujúca sa návrhu a simulácii post-ekvalizačného obvodu, ktorý sa skladá z dvoch pasívnych a jedného aktívneho post-ekvalizéru. V piatej kapitole je na základe výpočtov a simulácii zhotovený post-ekvalizačný obvod. Posledná kapitola sa venuje overeniu funkčnosti post-ekvalizačného obvodu pomocou vektorového sieťového analyzátora a jeho reálneho nasadenia na prenosový reťazec VLC použitím modulácie OFDM.

1 Komunikácia viditeľným svetlom VLC

Posledné roky môžeme vidieť rastúci záujem o výskum komunikácie viditeľným svetlom VLC, a myšlienku využitia LED pre osvetlenie a dátovú komunikáciu zároveň.

Medzi hlavné faktory pre túto technológiu patria: rastúca popularita osvetlenia založená na polovodičoch, dlhšia životnosť vysokosvietivých LED v porovnaní s inými zdrojmi umelého svetla ako napríklad žiarovky, veľká šírka pásma/vysoká prenosová rýchlosť, zabezpečenie dát, žiadne zdravotné riziká a nízka spotreba energie. Duálna funkcia poskytovaná VLC (tj. osvetlenie a dátová komunikácia z tej istej vysokosvietivej LED) vytvorila celý rad zaujímavých aplikácií. Napríklad: domácej siete, vysokorýchlostná dátová komunikácia cez svetelnú infraštruktúru kancelárií, komunikácia medzi autami - car-to-car, vysokorýchlostná dátová komunikácia v lietadlách, riadenie semaforov a množstvo iných. [1]

Účinnosť a spoľahlivosť, ktoré ponúkajú LED diódy je dnes ďaleko vyššia v porovnaní s tradičnými svetelnými zdrojmi používanými na osvetlenie. Hoci vysokosvietivé biele LED diódy používané v osvetlení sú stále oveľa drahšie ako žiarovky alebo žiarivky, očakáva sa ich nahradenie polovodičovými zdrojmi svetla, ktorých ceny budú časom a rozšírením výrazne klesať. Vplyv na túto skutočnosť má aj nedávny zákaz neefektívnych svetelných zdrojov v Európe, Austrálii a ďalších krajinách na svete. Nedávny výskum vo VLC úspešne demonštroval prenos dát rýchlosťou vyššou než 1Gb/s na krátku vzdialenosť v kancelárskom prostredí. Ďalší výskum a vývoj otvára nové možnosti, čiastočne vyrieši niektoré problémy spojené s dnešnou komunikáciou infračerveným svetlom a rádiovými vlnami. Táto kapitola podáva prehľad o komunikácii viditeľným svetlom s dôrazom na základný teoretický popis. [1]



Obrázok 1.1: Ilustrácia konceptu VLC

1.1 História a súčasný stav VLC

Ľudia využívali komunikáciu viditeľným svetlom oveľa skôr ako bola vynájdená LED a na nej postavený VLC koncept. Historická komunikácia viditeľným svetlom bola založená na slnečnom svetle, ohni, a rôznych druhoch lúčov, ktoré boli použité na prenos informácie. Napríklad slnečné svetlo bolo odrážané zrkadlami, ohňami boli podávané svetelné znamenia a lampy sú využívané v majákoch. Prvé sofistikované bezdrôtové zariadenie bol fotofón, ktorý zostavil Alexander Graham Bell v roku 1880. Fotofón využíva zrkadlo ako membránu a posiela zvuk pomocou slnečného lúča. [4]

Fenomén vývoja v optoelektronike a polovodičových svetelných zdrojov v posledných rokoch viedol k znovuoobjaveniu optickej bezdrôtovej komunikácie. [1]

Jeden z prvých VLC komunikačných systémov založený na LED bol vyrobený v roku 2001 projekt RONJA. Prvý významný krok evolúcie VLC založenej na LED bolo zostavenie konzorcia VLC, Visible Light Communication Consortium, VLCC v Japonsku v roku 2003. Ďalší míľnik nastal v roku 2011 keď Insitute of Electrical and Electronics Engineers, IEEE publikoval IEEE 802.11.7 ako štandard pre VLC. Tento štandard definuje fyzickú vrstvu a vrstvu prístupu k médiu pre VLC systém. Implementácia IEEE 802.11.7 štandardu bola demonštrovaná s USRP zariadeniami v roku 2013 s prenosovou rýchlosťou 100 kb/s. [4]

V období rokov 2008 až 2010 Európska únia zakladá projekt OMEGA, ktorý má pomôcť rozvoju globálneho štandardu pre domáce siete využitím rôznych komunikačných technológií. Medzi výskum boli zahrnuté aj VLC a IR technológie. Prototypy pre VLC tu dosiahli prenosovú rýchlosť 100 Mb/s. [4]

Najznámejšia verejná prezentácia VLC sa odohrala v roku 2011 keď profesor Haral Hass demonštroval výsledky práce jeho tímu: „Wireless data from every light bulb“ na konferencii Technology Entertainment Global conference. V prezentácii demonštruje real-time video s vysokým rozlíšením prenášané cez VLC. [4]

Prenosová rýchlosť 1 Gbit/s bola demonštrovaná v IEEE publikácii v roku 2012, využívala modrú LED s luminoformom a diskretnú multitónovú moduláciu, DMT. Prenosová rýchlosť bola dosiahnutá použitím RGB LED a využívala DMT moduláciu. Rozšírením vlnového multiplexu, WDM a tromi farbami autori dosiahli 3,4 Gbit/s. V roku 2014, Ultra-Parallel Visible Light Communication projekt dosiahol 3 Gbit/s prenosovú rýchlosť použitím jednej farby, galium nitrid mikro LED. Vzdialenosť bola len niekoľko centimetrov, avšak výsledky ukazujú potenciál využitia VLC technológie pre vysokorýchlostný prenos. [4]

1.2 Porovnanie VLC s IrDA a rádiovou komunikáciou

VLC má niekoľko výhod oproti tradičnej komunikácii rádiovými frekvenciami a infračervenou komunikáciou. Hlavná výhoda VLC je 400 THz frekvenčné pásmo, ktoré nie je limitované a licencované. IR komunikácia má šírku pásma ako VLC, ale šírka pásma RF je len 300 GHz veľká, navyše limitovaná a regulovateľná. Využívanie vyšších rádiových frekvencií má tiež nevýhodu v znižovaní dosahu, čo bráni nasadeniu týchto frekvencií v niektorých aplikáciách ako napríklad vysoká mobilita. Ďalšia výhoda VLC je nízka spotreba a nízka cena nasadenia, keď sú ako vysielacie použité už používané svietidlá. IR a RF komunikácia vyžaduje základovú stanicu a elektrickú energiu na jej prevádzku.

Najväčší rozdiel medzi VLC, IR a RF komunikáciou je v šírení cez prekážky. RF poskytuje konektivitu aj cez prekážky, zatiaľ čo VLC a IR môžu slúžiť pre bezpečné vysokorychlostné pripojenie v oddelených bunkách. RF sú náchylné na elektromagnetické rušenie, zatiaľ čo VLC a IR môžu byť náchylné na okolité svetlo.

Pri porovnaní zdravotných rizík týchto technológií, RF predstavuje najväčšie potencionálne riziko. Svetová zdravotnícka organizácia zaradila RF frekvencie ako potencionálne rakovinotvorné pre ľudí. VLC technológia má jedno zdravotné riziko a to je tzv. riziko modrého svetla, (Blue light hazard, BLH), ktoré môže spôsobiť vysoká intenzita modrého svetla. Toto riziko nie je relevantné pri použití normálnej úrovne osvetlenia. Riziko IR premení z efektu zohrievania infračerveným žiarením a jeho absorpciou ľudským telom a očami.

IR a RF komunikácie majú dlhšiu históriu výskumu a tým aj vyspelejšie štandardy. Špeciálne komunikácia na rádiových frekvenciách má najpokročilejšie štandardy, čo sa týka bezdrôtového prenosu. IR komunikácia je časť štandardu WLAN 802.11, ale nestal sa populárny. VLC bolo štandardizované len pred niekoľkými rokmi. Sumarizačné porovnanie je obsiahnuté v tabuľke 1.1. [4]

Tabuľka 1.1: Porovnanie VLC, IrDA a RF technológií

	VLC	IR/IrDA	RF
Šírka pásma	Nelimitovaná, ~400 THz	~400 THz	Regulované, limitované, <300 GHz
Odolnosť voči EMI	Áno	Áno	Nie
Elektrická spotreba	Nízka	Nízka	Stredná
Mobilita	Obmedzená	Obmedzená	Áno
Štandard	802.15.7	802.11	Niekoľko vyspelých
Pokrytie	Nízke	Nízke	Široké
Zdravotné riziká	BLH	Tepelné	Áno
Cena nasadenia	Nízka	Stredná	Nízka, stredná

1.3 Prenosový kanál VLC

Prenosový kanál VLC môžeme definovať ako optický kanál, v ktorom dochádza k modulácii intenzity svetla a priamej detekcii. Kanál môžeme modelovať podobne ako viac známy infračervený kanál. Informácia je prenášaná moduláciou intenzity svetla $I(t)$, ako odozva na signál elektrického prúdu $x(t)$. Toto môže byť modelované ako

$$I(t) = gx(t) \quad (1.1)$$

kde g je optický zisk prijímača. Priama detekcia môže byť modelovaná ako výstup fotoprúdu $y(t)$ prijatého z intenzity svetla. Odozva kanálu $h(t)$ je aproximovaná z $I(t)$ na $y(t)$.

$$y(t) = rg \cdot x(t) * h(t) + n(t) \quad (1.2)$$

kde $*$ značí konvolúciu, r je citlivosť detektora a $n(t)$ je šum. Ideálna impulzná odozva LOS kanálu je plochá a signál je časovo oneskorená delta funkcia, čo reprezentuje amplitúdovú degradáciu prenášaného signálu. Vo vnútorných priestoroch existujú viacnásobné odrazy svetla od rôznych povrchov v miestnosti, čo má za následok difúznú odozvu kanálu. Bežné materiály majú rôzne reflexné faktory, ktoré je potrebné zvážiť pri návrhu VLC systému. Napríklad pre bielu stenu je odrazivosť 75% až 85% pre priame svetlo, zatiaľ čo pre červenú tehlu je to len 10% až 15%, to odzrkadľuje vysokú variabilitu.

Pri NLOS kanále môže byť impulzová odozva vyjadrená ako suma lúčov po niekoľkých odrazoch.

$$h_c(S, R) = \sum_{k=0}^{\infty} h_c^k(S, R), \quad (1.3)$$

kde $h_c(S, R)$ reprezentuje impulznú odozvu lúčov, ktoré prekonal k odrazov pri prenose z vysielacza S na prijímač R . VLC signál môže byť prenášaný aj nepriamo odrazom od stien a stropu. Nepriame šírenie svetla rozširuje pokrytie možnej komunikácie, no na druhej strane spôsobuje útlm a viaccestné šírenie signálu, ktoré spôsobuje medzisymbolové interferencie, ISI. Útlm signálu môže byť prekonalý vyžarovaním väčšieho výkonu než pre kanál s LOS. Problémy s ISI možno znížiť pomocou OFDM modulácie.

Vhodná úroveň osvetlenia v kancelárskom prostredí by sa mala pohybovať v rozmedzí 500 až 700 luxov v závislosti od typu práce. Neodporúča sa ísť pod 400 luxov a nad 1000 luxov. To určuje limity pre VLC v kancelárskom prostredí. Úroveň svetla, ktoré sa využíva pre osvetlenie a komunikáciu zároveň by sa mala pohybovať v rozmedzí 400 až 1000 luxov.

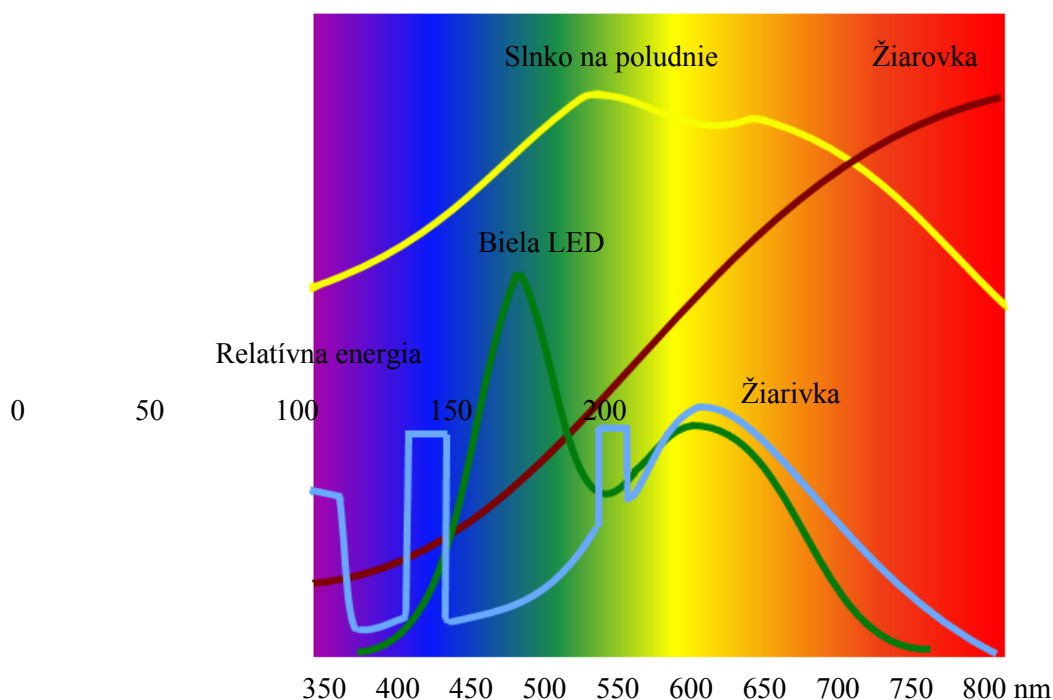
Farebné spektrum je taktiež dôležitým faktorom pri osvetlení a komunikácii zároveň. Osvetlenie založené na vyžarovaní bieleho svetla by malo pre dosiahnutie najlepšieho vizuálneho efektu obsahovať všetky viditeľné vlnové dĺžky. Nerovnováha alebo nedostatok farieb môžu byť vnímané ako skreslené odtiene v sledovanom obraze. V praxi, vnímané biele svetlo sa obvykle skladá z rôznych farieb svetla.

Ludské oko je najcitlivejšie v okolí vlnových dĺžok zelenej a žltej farby. Reakcia na červené a modré vlnové dĺžky je oveľa nižšia, čo ich predurčuje pre použitie vo VLC. [4]

1.4 Okolité svetlo a šum VLC kanálu

Zdroje prírodného a umelého svetla sa navzájom prekrývajú a spolu produkujú okolité svetlo, ktoré je detekované ako šum v prijímači. Povaha okolitého svetla je takmer stacionárna, a preto môže byť opticky alebo elektricky filtrovaná. Identifikácia svetelných zdrojov a vplyvov okolitého svetla sú pri navrhovaní VLC prijímača veľmi dôležité.

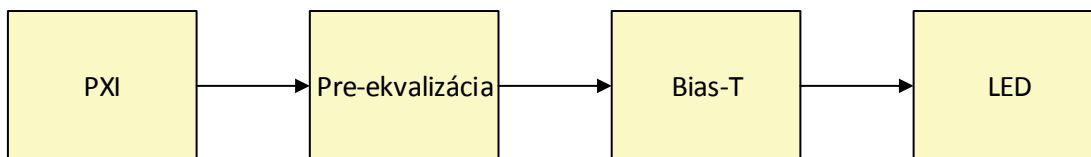
Najrušivejší zdroj prírodného svetla je svetlo zo slnka, ktoré vyžaruje na všetkých vlnových dĺžkach viditeľného spektra. Intenzita slnečného svetla môže byť veľmi vysoká a to v širokom dynamickom rozsahu. Povaha slnečného svetla je konštantná a slnečné svetlo produkuje iba stacionárny výstrelový šum na detektore, ktorý je pozorovaný na prijímači ako stabilný DC zdroj. Tento druh šumu je možné ľahko odfiltrovať od detekovaného signálu. Jediným skutočným problémom zo slnečného žiarenia je schopnosť nasýtenia detektora a to zvyšuje nároky na väčší dynamický rozsah detektorov. Okrem toho, slnko vyžaruje tiež infračervené a ultrafialové vlnové dĺžky, ktoré taktiež produkujú výstrelový šum. Vzhľadom na to, že detektory na báze kremíka sú citlivejšie skôr na infračervené vlnové dĺžky ako na viditeľné svetlo, tak infračervené žiarenie môže spôsobovať ešte väčší šum na prijímači. Najbežnejším zdrojom umelého svetla vo vnútorných priestoroch sú dnes žiarivky a LED svetlá. Popularita žiaroviek je na ústupe. [4] Spektrá svetelných zdrojov sú zobrazené na obrázku 1.2.



Obrázok 1.2: Viditeľné spektrum bežných svetelných zdrojov

1.5 Vysielač VLC

VLC vysielač je svetelný zdroj ktorý moduluje intenzitu svetla. Jeho účel je vhodným spôsobom transformovať informačné dáta do svetla. Táto transformácia z elektrického signálu na svetlo by mala byť pre dosiahnutie optimálnych podmienok pre prenos čo najviac lineárna. Nelinearita spôsobená luminiscenčnou diódou a obvodu Bias-T môže byť zlinearizovaná technikou pre-equalizácie. Bloková schéma typického VLC vysielača je zobrazená na obrázku 1.3. PXI je laboratórny prístroj, ktorý pri praktickej časti práce slúži ako (de)modulátor.



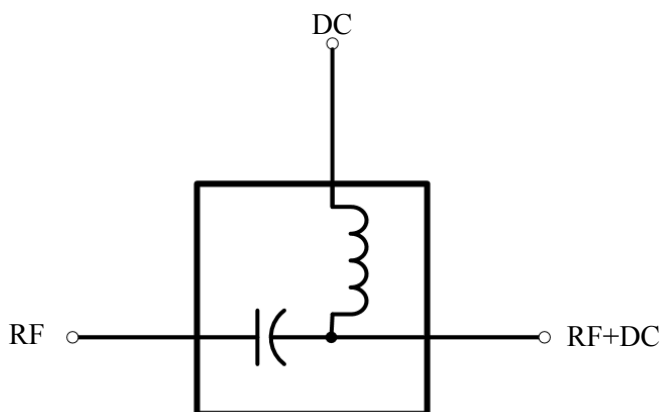
Obrázok 1.3: Všeobecná schéma vysielača VLC

1.5.1 Pre-ekvalizér

Šírku pásma vysielajúcej LED môžeme rozšíriť pomocou tzv. pre-ekvalizácie. Taktiež umožňuje vylepšiť linearitu pri elektricko – optickej konverzii. Technika pre-ekvalizácie je popísaná v kapitolách 3 a 4.

1.5.2 Bias-T

Bias-T pracuje ako ovládací obvod LED, jeho výhodou je možnosť pracovať s LED v lineárnej oblasti. Zariadenie pozostáva z dvoch vstupných portov: DC a RF, a jedného výstupného – RF+DC. DC port slúži na nastavenie predpätia, RF portom prechádza vysokofrekvenčný signál a na výstupe ich kombinácia. Výstup Bias-T článku sa pripája na luminiscenčnú diódu.



Obrázok 1.4: Obvod Bias-T

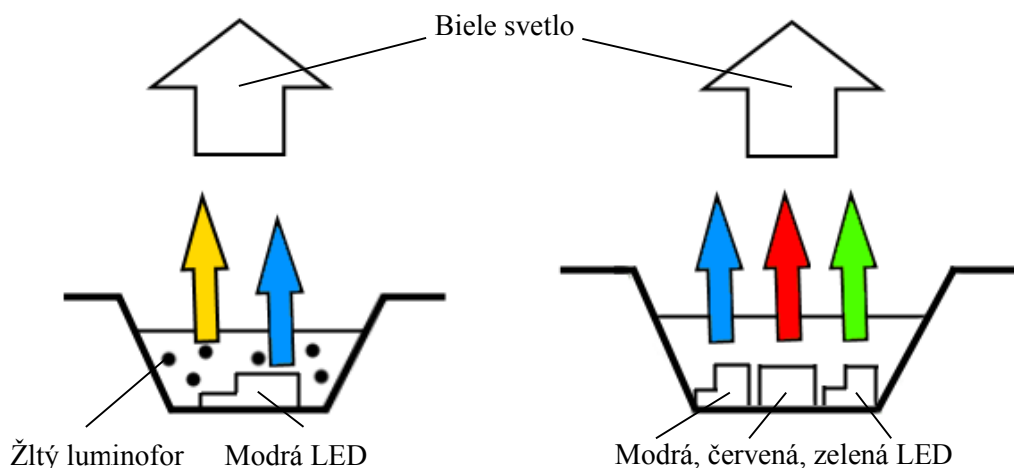
1.5.3 Biela luminiscenčná dióda

LED diódy sú polovodičové zariadenia, ktoré emitujú svetlo, keď nimi prechádza elektrický prúd v priepustnom smere. LED diódy predstavujú veľa výhod oproti bežným typom osvetlenia (žiarovky, žiarivky), okrem iného prinášajú: nižšiu spotrebu energie, dlhšiu životnosť, lepšiu odolnosť a menšiu veľkosť. Jednou zo zaujímavých vlastností LED diód je, že sú schopné spínať rýchlejšie, než je ľudské oko schopné rozlíšiť. Veľkosť svetla vyžarovaného LED diódou môžeme ľahko nastavovať zmenou prúdu. Preto, tento typ stále populárnejšieho osvetlenia môžeme okrem svojho pôvodného účelu využiť aj na bezdrôtový prenos dát. Okrem osvetlenia bytových jednotiek a kancelárskych priestorov sa LED diódy presadzujú aj v automobilovom priemysle, kde sú používané pre predné svetlomety aj zadné svetlá. Dopravné semaforey taktiež používajú LED diódy z dôvodov spoľahlivosti a životnosti.

Všeobecne existujú dva prístupy pre generovanie bieleho svetla LED diódou, obrázok 1.5.

- Prvý prístup je založený na kombinácii svetla z troch LED diód – červenej, zelenej a modrej (RGB). Zvyčajne je táto kombinácia osadená v jednom puzdre a nasadzujú sa v aplikáciách, kde sa vyžaduje menenie farieb. Výhodou tohto prístupu je možnosť rôzneho prenosu dát na každej jedenej LED.
- Druhá technika generovania bieleho svetla je založená na jedinej modrej LED, na ktorej je nanosený žltý luminofor. Vrstva luminoforu absorbuje časť modrého svetla a emitované svetlo je posunuté do červenej oblasti. Kombinácia týchto dvoch zložiek vznikne požadované biele svetlo.

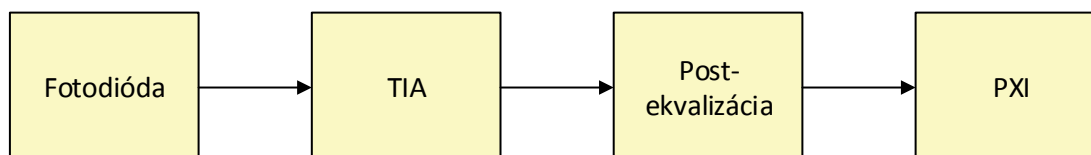
V súčasnosti sa modrej LED s luminoforom dáva prednosť pred RGB LED diódou, predovšetkým kvôli cene a jednoduchosti. Na druhej strane však luminofor značne spomaľuje rýchlosť odozvy systému a znižuje tým šírku pásma. Tento problém môže byť odstránený použitím modrého filtra na strane prijímača.



Obrázok 1.5: Dva prístupy generovania bieleho svetla. Vľavo miešanie modrého svetla s luminoforom, vpravo miešanie RGB svetla

1.6 Prijímač VLC

VLC prijímač sa skladá z častí: fotodióda, transimpedančný zosilňovač (TIA), ktorý prevádza fotoprúd z fotodiódy na napätie a postekvalizačný obvod, ktorý zväčšuje šírku pásma. Ďalej to môže byť optický koncentrátor, ktorý kompenzuje vysoké priestorové útlmy, optický filter, ktorý slúži na odfiltrovanie okolitého svetla a pod. Obrázok 1.6 zobrazuje blokovú schému základného VLC prijímača. PXI je laboratórny prístroj, ktorý pri praktickej časti práce slúži ako (de)modulátor.

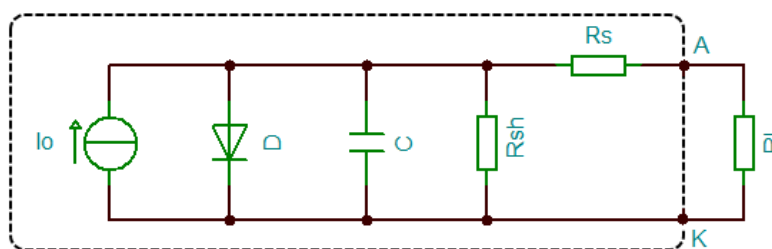


Obrázok 1.6: Všeobecná schéma prijímača VLC

1.6.1 Fotodióda

Fotodióda je najrozšírenejší fotodetektor. Fotodióda typu PIN je polovodič typu PN, medzi ktorého prechod je vložená intrizitná vrstva. Pridaním intrizitného polovodiča sa rozšíri vyprázdnená oblasť, čím sa zvyšuje pravdepodobnosť, že fotón dopadne do požadovanej oblasti a taktiež väčšia vzdialenosť P a N oblastí spôsobí zvýšenie elektrickej intenzity vo vyprázdnenej oblasti. Väčšia vzdialenosť medzi P a N oblasťami zároveň znižuje kapacitu fotodiódy, čo je vhodné pre vysokofrekvenčné aplikácie.

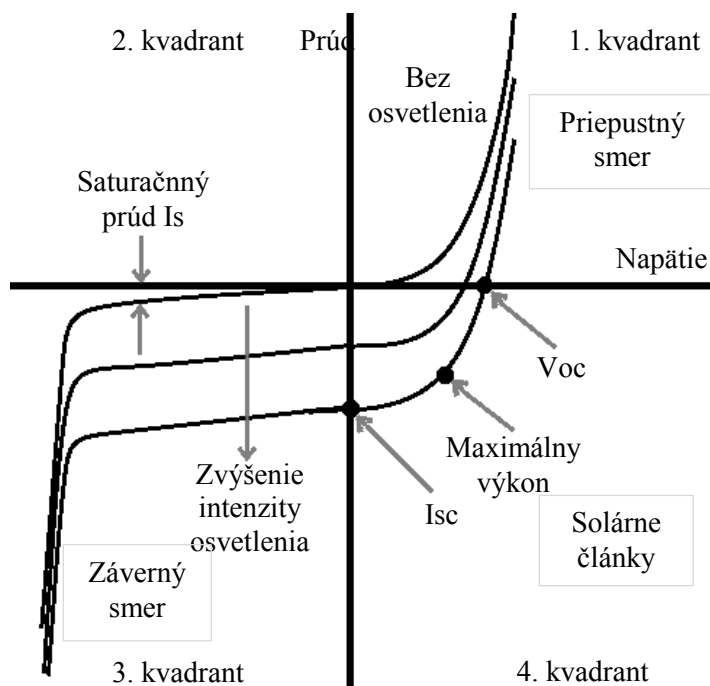
Obrázok 1.7 zobrazuje náhradný obvod fotodiódy, ktorý sa skladá z ideálnych súčiastok. Ideálna fotodióda sa skladá z ideálneho prúdového zdroja a ideálnej diódy pripojenej paralelne na zdroj. Reálna fotodióda navyše vykazuje kapacitu PN prechodu. Jej veľkosť závisí na materiálu fotodiódy, veľkosti PN prechodu a vzdialenosti plôch PN prechodu. Túto parazitnú kapacitu môžeme znížiť záverným napätím. R_{sh} predstavuje zvodový odpor prechodu, ktorý pramení z javu, že fotodiódou pri závernom napätí prechádza tzv. temný prúd aj keď nie je osvetlená. Odpor R_s predstavuje odpor polovodiča a vývodov fotodiódy.



Obrázok 1.7: Náhradný obvod fotodiódy

Voltamperová charakteristika fotodiódy zobrazená na obrázku 1.8 značí správanie fotodiódy pri rôznom napájaní. Pri krivke "Bez osvetlenia" sa fotodióda správa ako bežná dióda. Pri závernom napätí tečie diódou len malý saturačný prúd. Ak je záverné napätie veľké môže dôjsť k prierazu fotodiódy.

Zvýšením intenzity osvetlenia sa krivka posúva smerom dole. Bod I_{sc} značí skratový prúd, ktorý nastáva pri osvetlení a nulovom napätí. Bod V_{oc} predstavuje napätie nezaťaženej fotodiódy. Z obrázku môžeme spozorovať, že v závislosti na intenzite osvetlenia sa I_{sc} mení lineárne, zatiaľ čo V_{oc} nelineárne. Pri optických komunikáciach je linearita dôležitá, preto sa využíva 3. kvadrant, tzv. fotokonduktívny režim. Vo štvrtom kvadrante pracujú solárne články, tento režim sa nazýva fotovoltaiický. [2]



Obrázok 1.8: Voltamérová charakteristika fotodiódy

1.6.2 Transimpedančný zosilňovač

Transimpedančný zosilňovač prevádza fotoprúd z fotodiódy na napätie. Umožňuje dosiahnuť veľkú šírku pásma a veľkú citlivosť.

Technike transimpedančného zosilňovača je venovaná kapitola 2.2.2.

1.6.3 Post-ekvalizér

Ekvalizácia zabezpečuje vyrovnanie frekvenčnej charakteristiky na strane prijímača, ktorá bola pokrivená vysokofrekvenčnými stratami pri prenose.

Technika post-ekvalizácie je popísaná v kapitole 3.

1.7 Model VLC systému

Ak používame LED svetlá pre dvojaký účel - osvetlenie a komunikáciu, je nevyhnutné definovať svietivosť a vysielaný optický výkon. Svietivosť sa používa na vyjadrenie jasú luminiscenčnej diódy. Vysielaný optický výkon indikuje celkovú energiu vyžiarenú luminiscenčnou diódou. Svietivosť je svetelný tok na priestorový uhol daná ako

$$I = \frac{d\Phi}{d\Omega}, \quad (1.4)$$

kde Φ je svetelný tok a Ω je priestorový uhol.

Priestorový uhol, Ω , môže byť vypočítaný zo žiarivého toku Φ_e ako

$$\Phi = K_m \int_{380}^{780} V(\lambda) \Phi_e(\lambda) d\lambda \quad (1.5)$$

kde $V(\lambda)$ je štandardná krivka svietivosti, K_m je maximálna viditeľnosť, kde je $\sim 683 \text{ lm/W}$ pri vlnovej dĺžke 555 nm.

Vysielaný optický výkon P_t je daný ako

$$P_t = K_m \int_{\Lambda_{min}}^{\Lambda_{max}} \int_0^{2\pi} \Phi_e d\theta d\lambda, \quad (1.6)$$

kde Λ_{min} a Λ_{max} sú určené krivkou citlivosti fotodiódy.

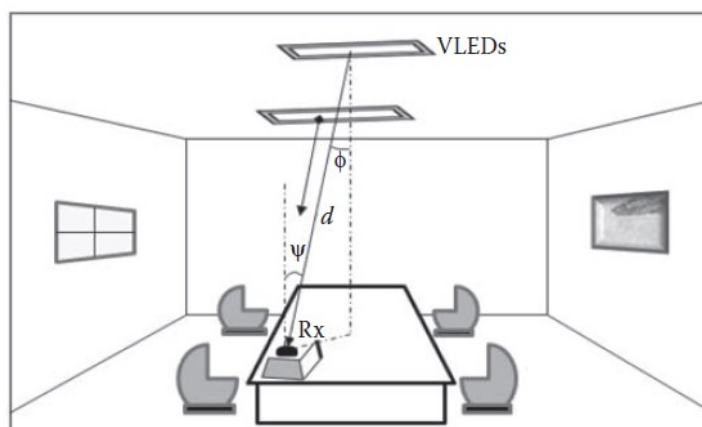
Obrázok 1.9 zobrazuje typické kancelárske prostredie. Za predpokladu, že LED svetlá majú Lambertovský vyžarovací vzor, žiarivosť na pracovnom stole je daná ako

$$I(\varphi) = I(0) \cos^{m_i}(\varphi), \quad (1.7)$$

kde φ je uhol intenzity ožiarenia k osi kolmej k povrchu vysieláča, $I(0)$ je stred svietivosti a m_i je poradie Lambertovho vyžarovania definovaná ako

$$m_i = \frac{\ln(2)}{\ln(\cos \Phi_{1/2})}, \quad (1.8)$$

kde $\Phi_{1/2}$ je polovičný uhol na polovici intenzity osvetlenia LED.



Obrázok 1.9: Osvetlenie LED svetidlami[1]

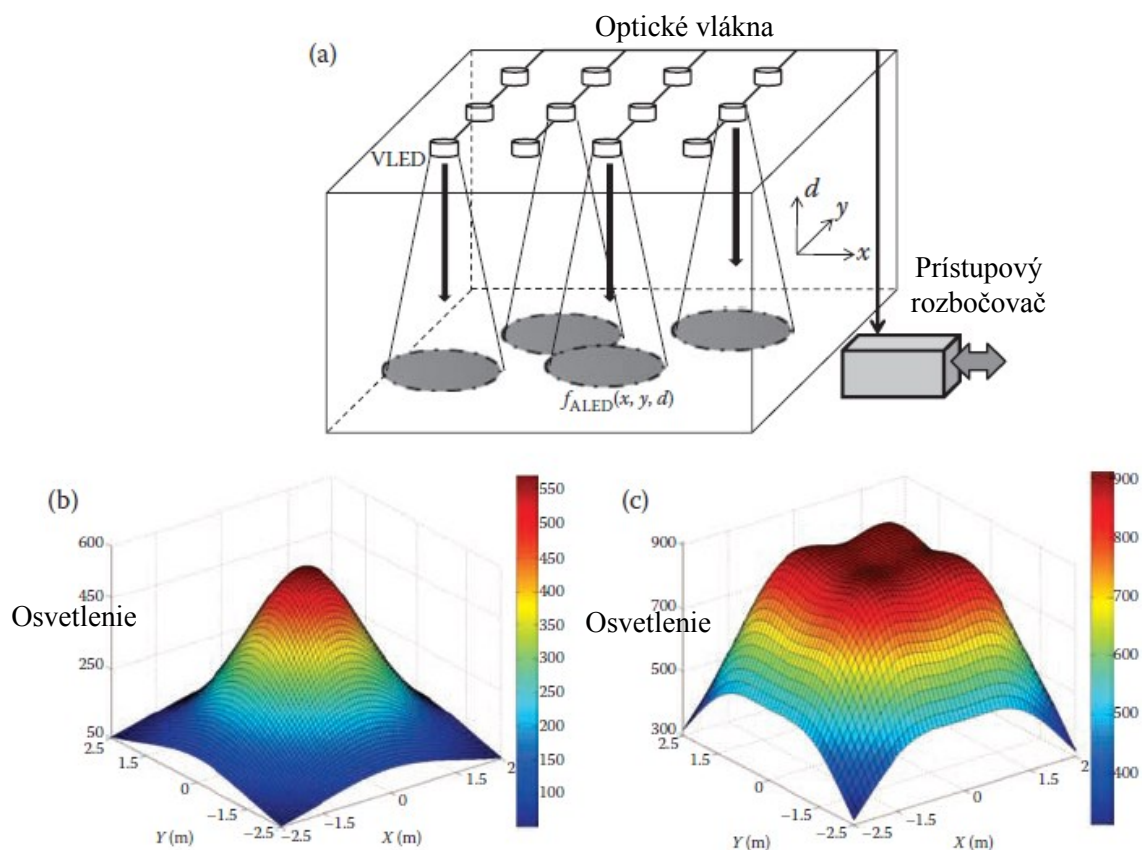
Zisk optického koncentrátoru na prijímači je definovaný ako

$$g(\psi) = \begin{cases} \frac{n^2}{\sin^2 \psi_{con}}, & 0 \leq \psi \leq \psi_{con} \\ 0, & \psi \geq \psi_{con} \end{cases} \quad (1.9)$$

kde n je refrakčný index.

V súčasnej dobe sa väčšina výskumu vo VLC sústreďuje na systémy vyžarujúce svetlo z jedného zdroja. Obrázok 1.10 ilustruje diagram distribuovaných LED zdrojov pre vnútorné aplikácie. Každá LED môže byť pozorovaná ako bodový zdroj svetla a preto vyžarovací vzor každej jednej LED môže byť pozorovaný ako funkcia priestorového uhlu v trojdimenzionálnom priestore s dobre definovanou ožiarenou stopou. Ak sú všetky LED zapnuté na plný výkon, úroveň osvetlenia dopadnutého na podlahu sa nazýva základný svetelný vzor a je definovaný v podmienkach priestorového uhla Θ ako

$$f_{ALED}(x, y, d) = \frac{f(\theta)}{(x^2 + y^2 + d^2)} \quad (1.10)$$



Obrázok 1.10: Pole LED (a), jeden vysielateľ (b), štyri vysielateľe (c) [1]

Distribúované systémy LED polí majú praktickejší charakter z dvoch dôvodov:

- Väčšina izieb využíva pre zaistenie dostatočného osvetlenia viaczdrojové svetlá
- Ponúkajú priestorovú diverzitu, čím sa zabráni blikaniu.

Avšak takéto distribuované systémy trpia pri vysokých rýchlostiach intersymbolovými interferenciami. Existuje niekoľko prístupov ako prekonať tento problém. Napríklad zmena rozloženia svetelných zdrojov, zmenšenie vyžarovacích uhlov LED, kódovanie a ekvalizácia. [1]

1.8 Štandardy VLC

1.8.1 VLCC

Konzorcium VLCC, Visible Light Communications Consortium, bolo založené v roku 2003 japonskými firmami Thosiba, Sharp, Panasonic, atď. Jeho cieľ je štandardizovať technológiu VLC, uľahčiť jeho implementáciu, a vyhnúť sa fragmentácii.

Konzorcium navrhlo dve normy spojené s VLC:

- JEITA CP-1221
 - motiváciou pre tento štandard bolo zamedziť fragmentácii a proprietárnym protokolom, vyhnúť sa rušeniu,
 - svetlo určené pre komunikáciu musí byť vo viditeľnom spektre,
 - emitované svetlo musí byť s presnosťou na jeden nanometer,
 - subnosnosť modulácia.
- JEITA CP-1222
 - predstavuje rozšírenie predchádzajúceho štandardu
 - frekvencia subnosnej 4,8 kHz
 - modulácia SC-4PPM pre vyhnutie sa blikaniu
 - cyklický kontrolný súčet (CRC) pre detekciu a korekciu chýb. [5]

1.8.2 IEEE 802.15.7

IEEE štandard definuje fyzickú PHY a prístupovú vrstvu MAC pre optickú bezvláknovú komunikáciu viditeľným svetlom na krátku vzdialenosť. Bol publikovaný v roku 2011. Štandard zahrňuje mobilitu optického spoja, vplyv šumu a rušenia s inými svetelnými zdrojmi, taktiež garantuje prenosové rýchlosti a spĺňa požiadavky na bezpečnosť očí.

Štandard určuje tri rôzne typy fyzickej vrstvy:

- PHY I
 - určená pre vonkajšiu komunikáciu,
 - modulácia VPPM,
 - prenosové rýchlosti rádovo desiatky až stovky kb/s.
- PHY II
 - určená pre vnútorné priestory,
 - modulácia VPPM, OOK
 - prenosové rýchlosti rádovo desiatky Mb/s
- PHY III
 - určená pre vnútorné priestory,
 - kódovanie posunom farby CSK,
 - prenosové rýchlosti rádovo desiatky Mb/s.

Tieto štandardy pracujú len s jednoduchými modulačnými formátmi, v práci je použitý pokročilejší modulačný formát OFDM, ktorý je odolný voči viaccestnému šíreniu.

2 Metódy konštrukcie detektorov pre OK

Fotodetektory predstavujú hlavnú časť VLC prijímača, ktorá vykonáva premenu svetla na elektrický prúd. Vo vláknových aplikáciách by mali mať vysokú citlivosť, rýchlu odozvu, nízky šum a nízku cenu. Avšak na rozdiel od vláknových aplikácií, kde by veľkosť detektora mala zodpovedať veľkosti optického vlákna, pri VLC je nutná veľká plocha zariadenia pre zachytenie dostatočnej energie. Avšak s veľkou plochou detektora nie je možné dosiahnuť veľkú šírku pásma vzhľadom na ich veľkú kapacitu.

V optických komunikáciách sa využívajú dva typy fotodiód: APD a PIN. APD má vyššiu citlivosť, zatiaľ čo PIN je jednoduchšia a lacnejšia. Ak je už prenosový kanál s PIN limitovaný vystrelovým šumom nasadenie APD by viedlo k zhoršeniu SNR. Na druhú stranu, v prípade, že šum predzosilňovača je dominantný, použitie APD môže značne vylepšiť citlivosť a zvýšiť dosah.

Konvenčné fotodiódy pre vláknové optické komunikácie z drahých materiálov (InGaAsP, InGaAs) sú charakteristické svojou veľkou kapacitou na jednotku plochy, približne 30 pF/mm^2 . Hlavný dôvod ich vysokej kapacity je kvôli ich nízkej vyprázdnenej oblasti w , ktorá je pri týchto materiáloch len niekoľko μm , čo vedie k výbornej kvantovej efektívnosti. Rovnako ako tenká vyprázdnená oblasť minimalizuje tranzitnú dobu nosičov, čo je pri vláknovej optike veľmi dôležité, tak nie je problém ani veľká kapacita na plochu detektora, keďže sú tu detektory aj tak malé.

Kapacita na plochu pri kremíkových detektoroch je približne 1 pF/mm^2 . Detektory na báze kremíka potrebujú vyprázdnenú oblasť len niekoľko desiatok μm pri zachovaní rozumnej kvantovej efektívnosti. Pri návrhu detektora pre VLC bude použitý detektor práve na báze kremíka.

2.1 Šírka pásma fotodetektoru

Šírka pásma fotodetektoru je určená rýchlosťou, s ktorou reaguje na zmeny dopadajúceho optického výkonu. Existujú dva javy, ktoré limitujú šírku pásma PIN detektora je to RC konštanta z podstaty elektrických parazitných vlastností a tzv. tranzitný čas τ_{tr} , ktorý reprezentuje dobu medzi generovaním nosičov (absorpcia fotónu) a ich vyzdvihnutie. [3]

Šírku pásma vzťahnutú k RC konštante môžeme zapísať ako:

$$f_{RC} = (2\pi R_{in} C_{TOT})^{-1} \quad (2.1)$$

a šírku pásma vzťahnutú k tranzitnej dobe môžeme zapísať ako:

$$f_{tr} = \frac{0,44}{\tau_{tr}} \quad (2.2)$$

výslednú šírku pásma tak môžeme zapísať ako:

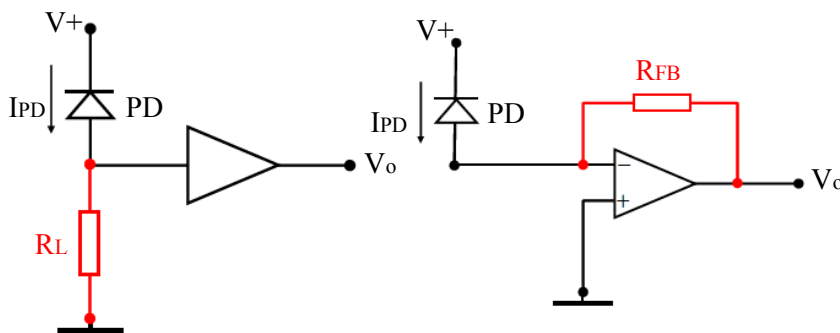
$$f_g^{-1} = f_{RC}^{-1} + f_{tr}^{-1} \quad (2.3)$$

2.2 Metódy návrhov predzosilňovačov

Predzosilňovače môžu byť navrhnuté ako nízkoimpedančné (typicky $50\ \Omega$), vysokoimpedančné a transimpedančné zapojenia. Každý typ návrhu má svoje výhody a nevýhody a hodí sa na iný typ aplikácie.

2.2.1 Nízko a vysokoimpedančné zapojenie

Zjednodušená schéma detektoru s nízko a vysokoimpedančným zapojením je na obrázku 2.1 vľavo



Obrázok 2.1: Nízko/vysokoimpedančné zapojenie (vľavo), transimpedančné zapojenie (vpravo)

Nízko a vysokoimpedančný návrh je pomerne priamočiare riešenie. Vstup predzosilňovača je zakončený externým záťažovým rezistorom R_L . Fotoprúd z fotodiódy, ktorá je zapojená vo fotokonduktívnom režime tečie cez tento rezistor a vytvára na ňom napätie.

$$f_{RC} = \frac{1}{2\pi R_{in} C_{TOT}} = \frac{1}{2\pi R_{in} (C_{det} + C_{stray} + C_{FET})} \quad (2.4)$$

Nízkoimpedančný prijímač s typickou hodnotou $R_L = 50\ \Omega$ umožňuje veľkú šírku pásma, rovnakú ako signál. Na druhej strane nízka hodnota R_L zvýši tepelný šum a zmenší citlivosť prijímača.

Opačná situácia nastáva pri vysokoimpedančnom prijímači. Veľká hodnota R_L , rádovo $10\ \text{k}\Omega$ zvýši citlivosť prijímača, avšak výsledná šírka pásma môže brániť vysokorychlostným aplikáciám. [3]

2.2.2 Transimpedančné zapojenie

Zjednodušená schéma detektoru s transimpedančným zapojením je na obrázku 2.1 vpravo.

Takto navrhnutý prijímač využíva veľký spätnoväzobný rezistor R_{RF} pripojený cez invertujúci operačný zosilňovač. Vstupný odpor môže byť vyjadrený ako:

$$R_{in} = \frac{R_{RF}}{1+G} \quad (2.5)$$

kde G značí napäťový zisk zosilňovača. Transimpedančným zapojením môžeme dosiahnuť vysokú citlivosť a zároveň veľkú šírku pásma.

Kvôli zápornej spätnej väzbe sa zosilňovač snaží na vstupe vytvoriť nulový napäťový potenciál a tým takmer nulovú vstupnú impedanciu. Vygenerovaný fotoprúd z fotodiódy tak vyvolá minimálnu zmenu napätia. Do vnútra operačného zosilňovača tečie minimum z vygenerovaného fotoprúdu, takmer všetko tečie spätnou väzbou na výstup operačného zosilňovača.

V tomto zapojení je vplyvom spätnej väzby zdanlivá hodnota spätnoväzobného rezistora R_L rovná skutočnej hodnote odporu delenej aktuálnou hodnotou zosilnenia operačného zosilňovača. Medznú frekvenciu môžeme určiť ako:

$$f_m = \frac{A_m}{2\pi R_L C_{TOT}} \quad (2.6)$$

kde A_m je zosilnenie operačného zosilňovača pri hodnote spätnoväzobného rezistoru R_L a medznej frekvencii f_m . Väčšina konvenčných OZ má pri otvorenej slučke spätnej väzby konštantné zosilnenie do určitej frekvencie f_1 . Od tohto bodu zosilnenie klesá so strmou 20 dB/dek a pretína 0 dB na frekvencii odpovedajúcej tzv. gain bandwidth product, GBW. GBW môžeme definovať ako súčin zosilnenia na nízkych frekvenciách A_{DC} a frekvencii f_1 :

$$A_{DC} = \frac{GBW}{f_1} \quad (2.7)$$

Zisk OZ je nepriamo úmerný frekvencii a s využitím predchádzajúceho vzťahu môžeme definovať vzťah pre medznú frekvenciu transimpedančného zosilňovača ako:

$$f_m = \sqrt{\frac{GBW}{2\pi R_L C_{TOT}}} \quad (2.8)$$

Pre jednosmerné napätie platí vzťah:

$$U_o = -R_L I_o \quad (2.9)$$

[2]

2.3 Šumové vlastnosti

Šum v prijímačoch delíme na dva dominantné typy: vystrelový a tepelný. Vystrelový šum vyjadruje neistotu s akou dochádza k uvoľneniu elektrónu po dopade fotónu na fotodiódu. Pretože nie každý fotón uvoľní z polovodiču elektrón, to sa prejaví v nepravidelnom kolísaní prúdu okolo určitej strednej hodnoty. Pre stredný kvadrát prúdu vystrelového šumu platí:

$$I_{ns}^2(A^2) = 2qI_p B \quad (2.10)$$

kde q je náboj elektrónu, B je šírka meraného pásma, I_p je stredná hodnota prúdu. Pokiaľ tento stredný kvadrát vzťahujeme na šírku pásma dostávame spektrálnu hustotu prúdu vystrelového šumu:

$$i_{ns}^2(A^2/Hz) = 2qI_p \quad (2.11)$$

Zo vzťahu vyplýva, že vystrelový šum nezávisí na frekvencii prijímaného signálu, ale na strednej hodnote generovaného prúdu, čiže na intenzite osvetlenia.

Zdrojom Johansnovho (tepelného) šumu je každý rezistor pri teplotách vyšších než 0 K a spôsobený fluktuáciami prúdu a napätia vo vnútri rezistoru. Spektrálna hustota prúdu tepelného šumu je daná Johnsonovou (Nyquistovou) rovnicou:

$$i_{nt}(A/\sqrt{Hz}) = \sqrt{4kT/R} \quad (2.12)$$

kde k je Boltzmannova konštanta, T je teplota v Kelvinoch a R je hodnota odporu v Ω . Tepelný šum taktiež nezávisí na frekvencii, ale len na hodnote odporu a prevádzkovej teplote.

Pri konštantnej úrovni osvetlenia bude konštantný aj vystrelový šum, ktorého sa nedá zbaviť. Zväčšenie šírky pásma môžeme dosiahnuť znížením veľkosti záťažového odporu, tým nám ale porastie tepelný šum. Do určitej hodnoty záťažového odporu sa prejavuje len vystrelový šum, potom sa oba šumy vyrovnajú a pri nízkych hodnotách záťažového odporu sa bude prejavovať len tepelný šum. [2]

2.4 Výber prvkov

2.4.1 Fotodióda

Ako fotodióda pre detektory bola zvolená PIN S10784 od firmy Hamamatsu. Dióda obsahuje malý čip, z čoho vyplýva, že je rýchla. Nevýhodu malých čipov – malú citlivosť kompenzuje šošovkou umiestnenou priamo na fotodióde, jej efektívna plocha tak vzrastie až na 7 mm². Parazitná kapacita diódy je približne 4,6 pF pri závernom napätí 5 V. Zariadenie pracuje pre vlnové dĺžky 300 nm až 1040 nm, dosahuje rýchlosť od 125 MHz až 300 MHz v závislosti na vlnovej dĺžke. Do budúcnosti sa dá uvažovať aj o pomalších modeloch.

2.4.2 Spätnoväzobný rezistor

Vzťahy pre spektrálne hustoty šumových prúdov z 2.11 a 2.12 môžeme prepísať ako [2]:

$$i_{ns}(pA/\sqrt{Hz}) = 0,57\sqrt{I_p(uA)} \quad (2.13)$$

$$i_{nt}(pA/\sqrt{Hz}) = \frac{R}{\sqrt{R_L(k\Omega)}} \quad (2.14)$$

Z katalógového listu fotodiódy, [13] vieme, že pri osvetlení 400 luxov, čo je minimálne doporučené osvetlenie kancelárskych priestorov vygeneruje fotodióda prúd s hodnotou približne 10 µA. Po dosadení dostávame prúdovú spektrálnu hustotu s výkonom približne 1,8 pA/√Hz. Minimálnu hodnotu záťažového odporu, pri ktorej sa tepelný šum bude rovnáť vystrelovému dostaneme ako:

$$R_L(k\Omega) = \frac{16}{i_{nt}^2} = \frac{16}{i_{ns}^2} = \frac{16}{1,8^2} = 4,9. \quad (2.15)$$

Spätnoväzobný rezistor by teda nemal byť menší než 4,9 kΩ. Pri návrhu budeme uvažovať záťažový odpor o hodnote 10 kΩ.

2.4.3 Operačný zosilňovač

Pre prevod fotoprúdu na napätie boli zvolené 4 verzie operačných zosilňovačov:

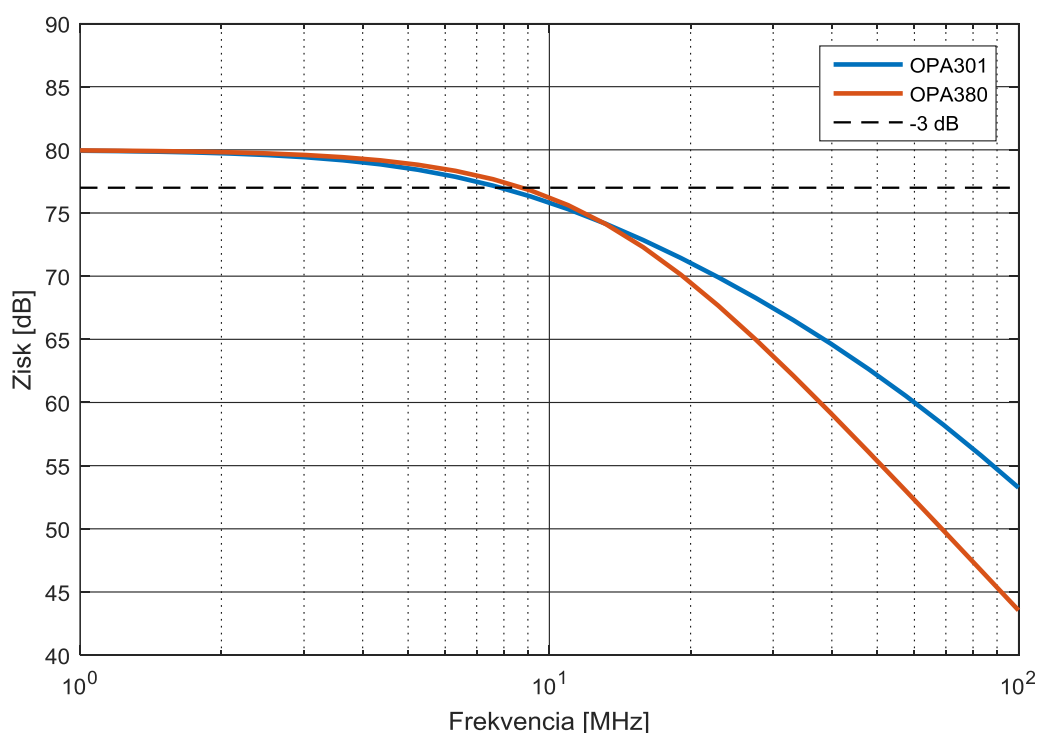
- OPA301 [6]
- OPA380 [7]
- AD8015 [8]
- HMC799 [9]

OPA301 a OPA380 od firmy Texas Instrument sú dve lacné varianty, ktoré sa ukázali ako nevhodné kvôli ich nízkemu GBW.

AD8015 a HMC799 majú integrovaný 10 kΩ spätnoväzobný rezistor. AD8015 bol pôvodne určený pre vláknové aplikácie v FDDI prijímačoch a SONET/SDH prijímačoch. HMC799 je najdrahšou variantnou, pôvodne určený pre laserové senzory a FDDI prijímače.

2.5 Simulácia

Pre orientačný prehľad o správaní boli vykonané simulácie v programe Tina-TI. Možnosť simulácie obvodov bola pri OPA301 a OPA380. Pre zvyšné dva obvody neexistujú makrá do simulačných programov. Skúmané boli frekvenčné charakteristiky. Výsledky simulácií sú zobrazené na obrázku 2.2. Fotodióda bola modelovaná prúdovým zdrojom s paralelnou kapacitou, tá bola zvolená 4,6 pF, čo zodpovedá parazitnej kapacite fotodiódy pri závernom napätí 5V. Spätnoväzobný rezistor bol zvolený 10 k Ω , paralelne k nemu je kondenzátor s kapacitou 0,2 pF, ktorá predstavuje reálnu kapacitu rezistora. Spätnoväzobný kondenzátor bol zvolený 2 pF. Trojdecibelový pokles nastal pri OPA301 na 8 MHz a pri OPA380 na 9 MHz. Kvôli nízkym hodnotám medzných frekvencií neboli obvody s týmito čipmi realizované, prednosť dostali obvody AD8015 a HMC799, ktoré nebudú predstavovať úzke hrdlo prenosového reťazca.



Obrázok 2.2: Závislosť zisku na frekvencii OZ OPA301 a OPA380

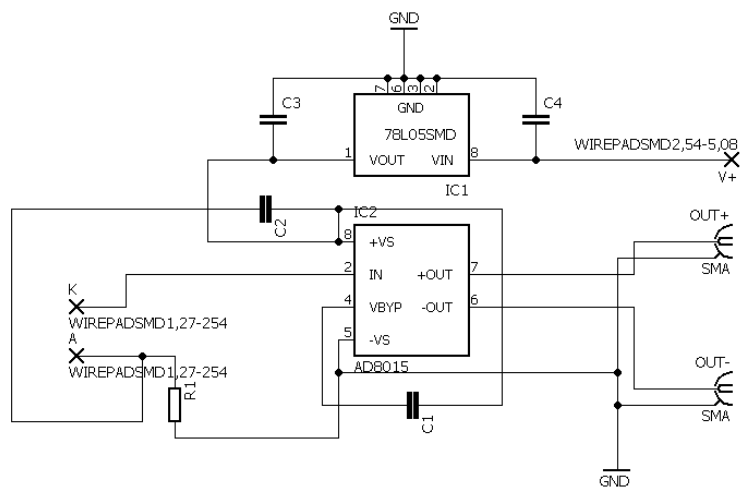
2.6 Konštrukcia

Realizované boli dve DPS prijímača. Jedna bola osadená operačným zosilňovačom AD8015 a druhá s HMC799. Schémy zapojenia dosiek sú na obrázkoch 2.3 resp. 2.5. Fotografie zrealizovaných dosiek plošných spojov sú na obrázku 2.4. a 2.6.

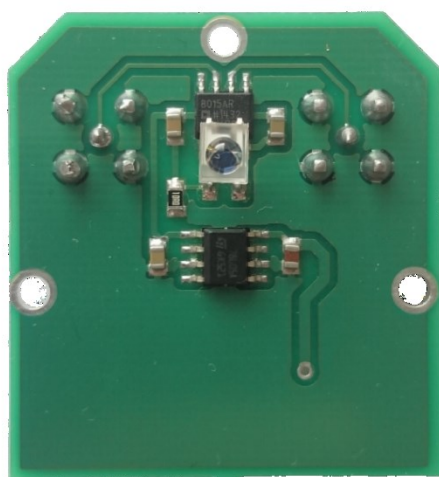
Konštrukcia s AD8015 využíva fotodiódu vzťahnutú k zápornému napätiu. To vedie k väčšiemu závernému napätiu ako keď je fotodióda vzťahnutá ku kladnému napätiu. Väčšie záverné napätie zníži kapacitu na fotodióde a tým zvýši šírku pásma. Kondenzátor C1 zlepšuje odolnosť voči šumu a jeho hodnota by nemala byť menšia ako

$$C_1 = \frac{1}{2\pi \cdot 1000 \cdot f_0} \quad (2.16)$$

Prvky R1 a C2 slúžia na filtráciu záverného napätia. Napájanie operačného zosilňovača je realizované stabilizátorom 7805 v puzdre SO8. DPS obsahuje 3 konektory, jeden BNC pre napájanie a dva pre diferenciálny výstup zo zosilňovača.

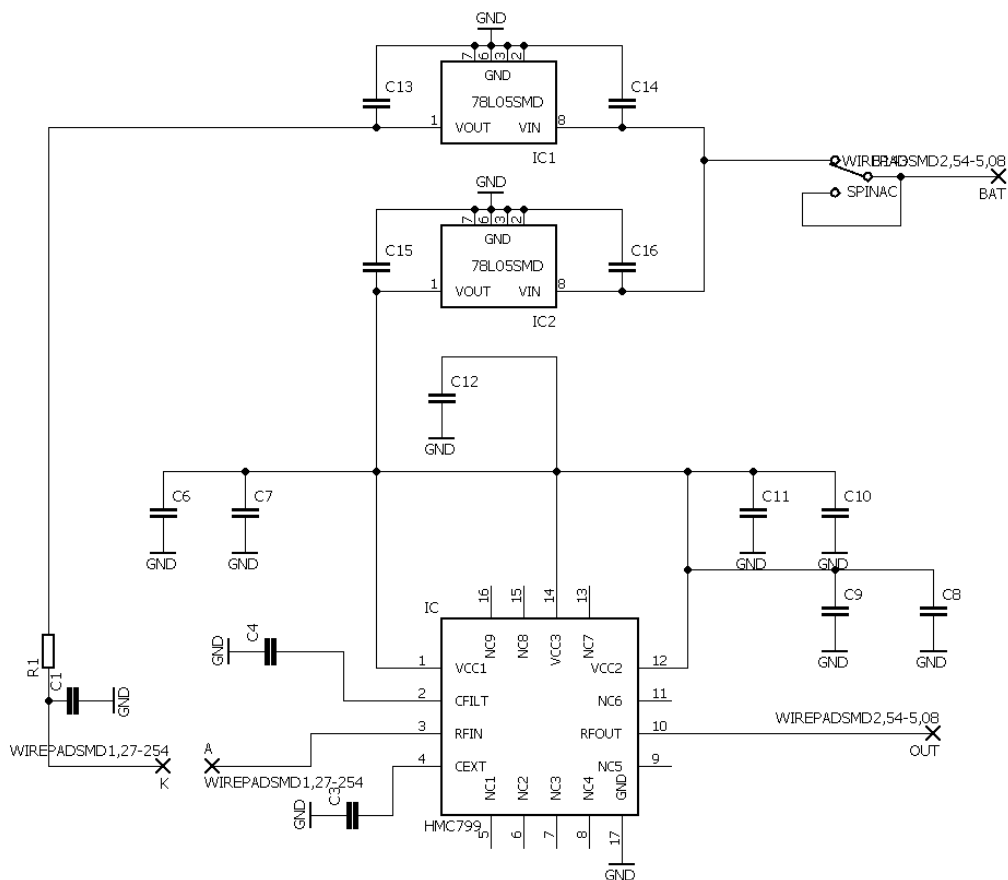


Obrázok 2.3: Schéma zapojenia prijímača s AD8015

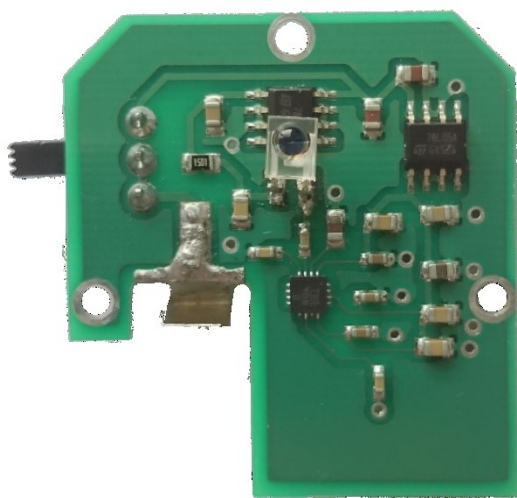


Obrázok 2.4: Zhotovená DPS s čipom AD8015

Pri návrhu DPS s HMC799 bol kladený cieľ čo najväčšej filtrácie napájania. Obvod obsahuje dva stabilizátory napájania, jeden pre diódu, druhý pre zosilňovač. Napájanie detektora môže byť realizované batériou. Výstup detektora je v BNC.



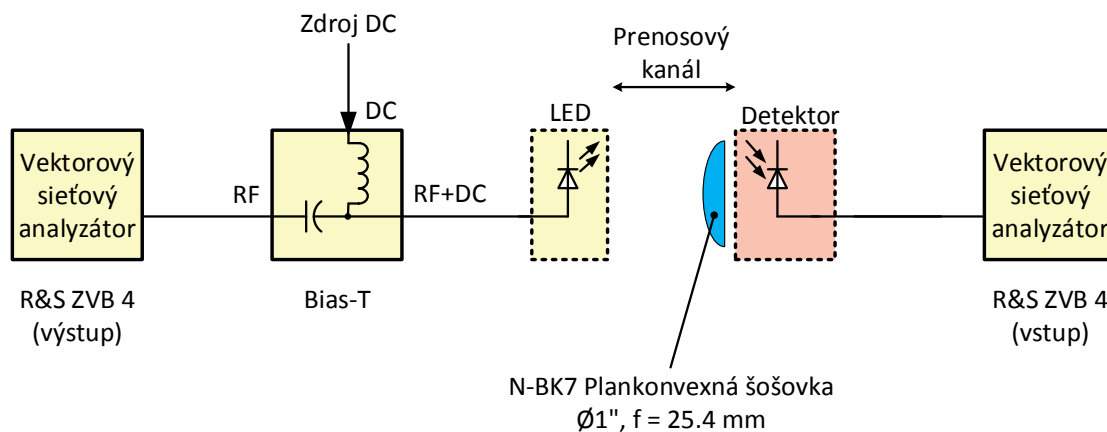
Obrázok 2.5: Schéma zapojenia prijímača s HMC799



Obrázok 2.6: Zhotovená DPS s čipom HMC799

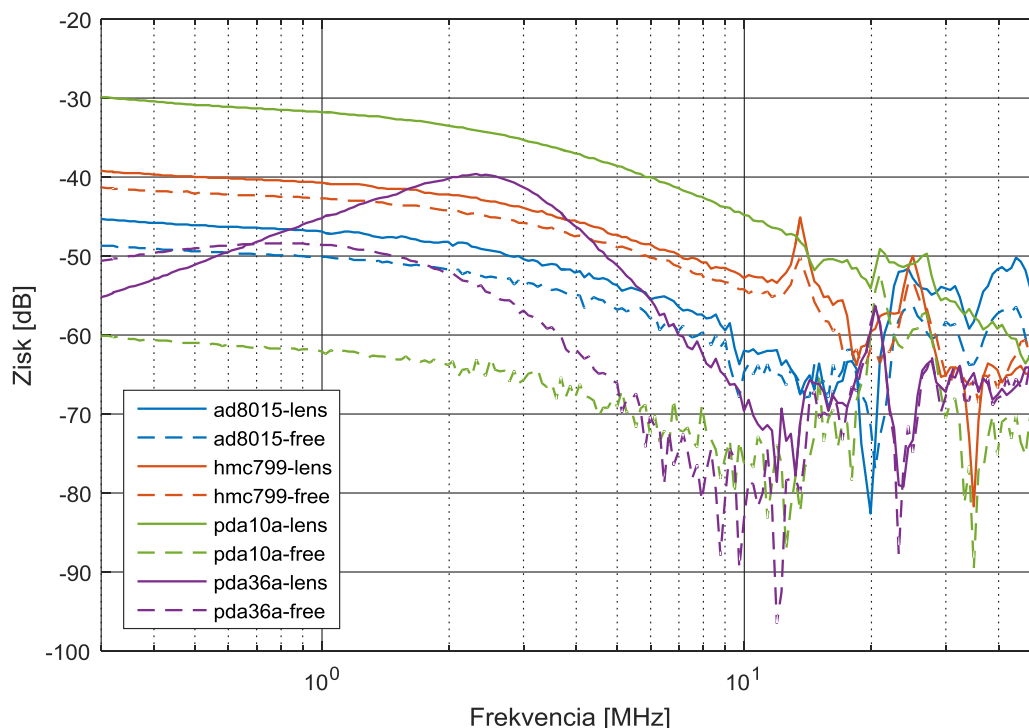
2.7 Meranie

Skonštruované detektory na báze čipov AD8015 a HMC799 boli porovnané s dvoma komerčnými detektormi od firmy Thorlabs. Konkrétne šlo o modely Thorlabs PDA10A a Thorlabs PDA36A. Meranie prebiehalo pomocou Vektorového sieťového analyzátoru ZVB 4 od firmy Rohde&Schwarz.



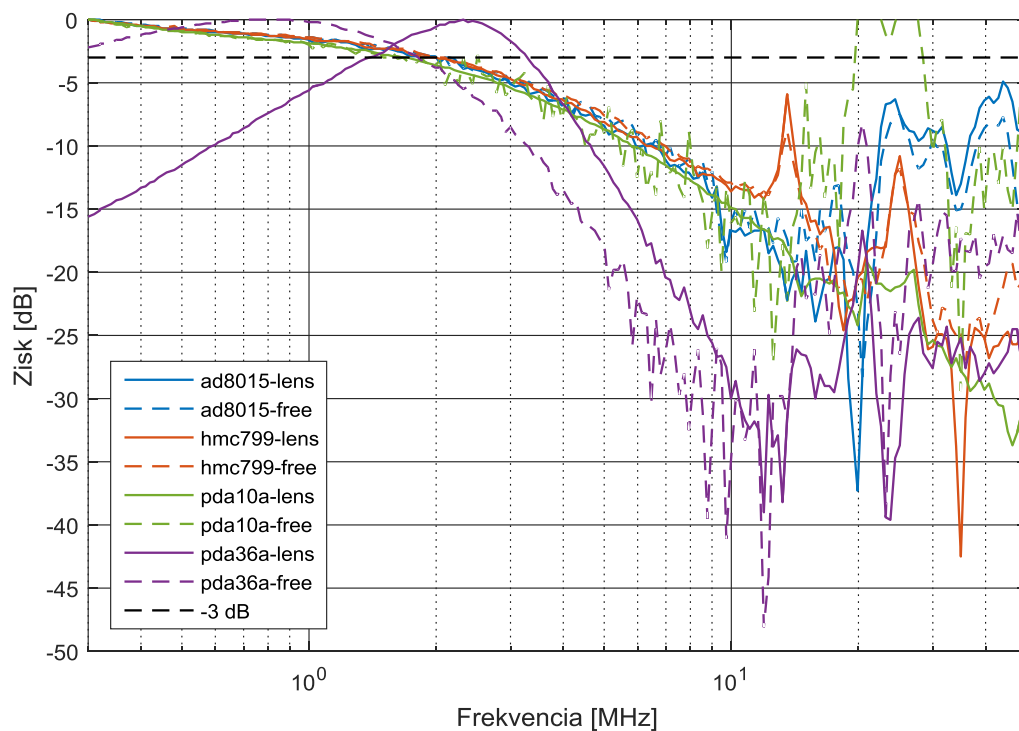
Obrázok 2.7: Schéma zapojenia merania fotodetektorov

Vzdialenosť medzi LED a detektorom bola 50 cm. Obrázok 2.8 zobrazuje nameranú šírku pásma pre jednotlivé detektory. Plná čiara reprezentuje meranie so šošovkou, prerušovaná bez šošovky. Detektor PDA36A bol meraný so ziskom 10 dB, preto sa v grafe výrazne odlišuje od ostatných meraní. Ako môžeme odpozorovať z grafu, úroveň zisku skonštruovaných detektorov sa po pridaní šošovky výrazne nezdvihla, zatiaľ čo pre komerčné detektory bola nevyhnutná. Môže za to vybraná fotodióda Hammamatsu S10784 vybavená svojou vlastnou šošovkou.



Obrázok 2.8: Porovnanie detektorov

Aby bolo možné porovnať šírku pásma jednotlivých detektorov, prebehla tzv. normalizácia. Čiernou čiarkovanou čiarou je vyznačený pokles o 3 dB. V tabuľke 2.1 sú prehľadne zobrazené namerané hodnoty. Ako bolo spomenuté vyššie, detektor PDA36A bol meraný s 10 dB ziskom, preto sa v grafe jeho priebeh líši od ostatných meraní. Pri odhliadnutí od tohto detektora vyšli skonštruované detektory najlepšie, či už so šošovkou alebo bez nej. Šírka pásma v okolí 2 MHz zodpovedá bielej LED s luminoforom bez modrého filtra.



Obrázok 2.9: Znormalizované hodnoty detektorov

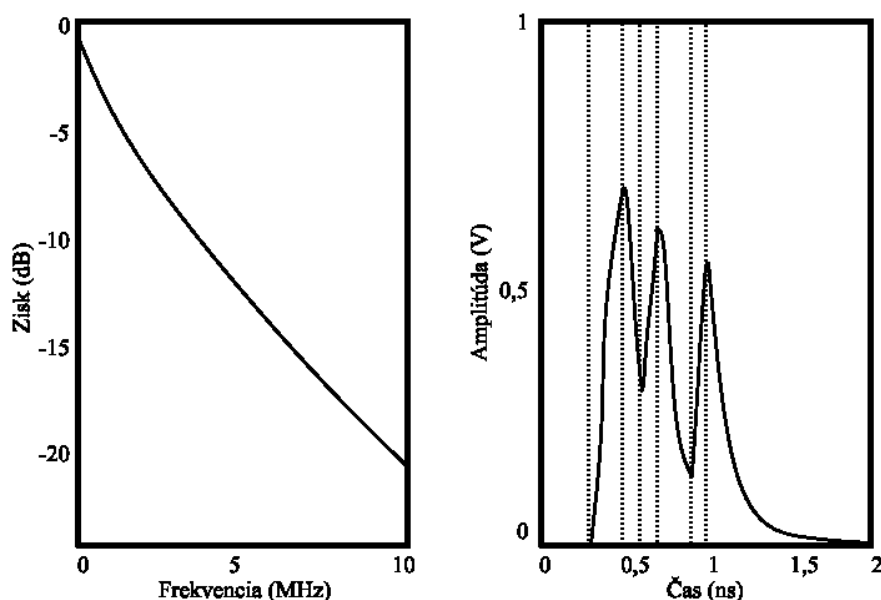
Tabuľka 2.1: Nameraná šírka pásma jednotlivých fotodetektorov

Detektor	Šírka pásma bez šošovky	Šírka pásma so šošovkou
AD8015	2,10 MHz	1,89 MHz
HMC799	2,10 MHz	1,99 MHz
PDA10A	1,67 MHz	1,71 MHz
PDA36A	2,26 MHz	6,70 MHz

3 Pre a post-ekvalizácia

Typický digitálny komunikačný systém sa skladá z troch základných blokov: vysielač, prijímač a kanál. Vysielač konvertuje digitálne bity na elektrické alebo optické signály, ako v našom prípade. Signály prechádzajú cez komunikačný kanál k prijímaču. Prijímač konvertuje analógový signál späť na binárne dáta. [11]

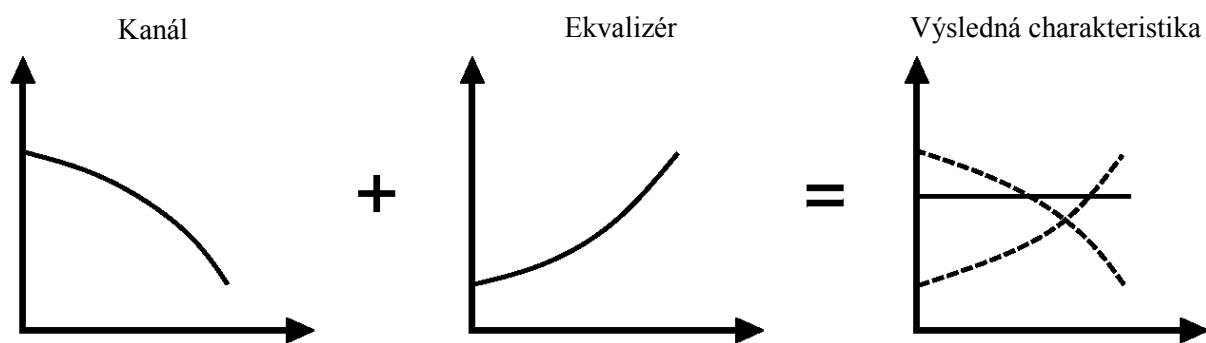
Avšak reálny komunikačný kanál nemá pre všetky frekvencie rovnakú odozvu, ale skôr sa správa ako dolnopriepustný filter. Následkom čoho budú rôzne frekvenčné zložky pri prechode kanálom utlmené o rôzne množstvo energie a rôzne skreslenie fáze. Oba tieto efekty vedú ku skresleniu originálneho signálu, intersymbolovej interferencii, ISI. Javu ISI je ľahšie porozumieť v časovej doméne ako je možné vidieť na obrázku 3.1 (vpravo). Pri prenose je jeden bit, ktorý by sa ideálne mal vyskytovať v jednej časovej jednotke zasahuje do časových intervalov okolitých bitov. Je zrejmé, že takéto zasahovanie do okolitých bitov vedie k rušeniu, čo má za následok väčšiu chybovosť. [11]



Obrázok 3.1: Intersymbolová interferencia vo frekvenčnej oblasti (vľavo), v časovej oblasti (vpravo)

Pre obmedzenie, prípadne odstránenie ISI je nutný ekvalizér, ktorý poskytuje inverznú odozvu prenosového kanálu a ich kombinácia dáva plochú krivku s požadovanou šírkou pásma. Ilustrácia tohto správania je zobrazená na obrázku 3.2.

Okrem ekvalizácie spojenej v čase, existuje aj diskretná ekvalizácia. Digitálna ekvalizácia však pre rýchle prenosy, kde sa ekvalizácia nasadzuje vyžaduje rýchle AD a DA prevodníky, čím výrazne narastá cena a energetická spotreba systému. Výhoda analógovej ekvalizácie je predovšetkým v cene.



Obrázok 3.2: Efekt ekvalizácie

Ekvalizéry nachádzajú svoje uplatnenie na začiatku a na konci komunikačného kanálu. Ak je ekvalizér umiestnený na strane vysielača hovoríme o takzvanom pre-ekvalizéri, analogicky, ak je ekvalizér umiestnený na strane prijímača hovoríme o post-ekvalizéri. Oba nasadzujú pre kompenzáciu deformovaného signálu v trase ekvalizáciu vo frekvenčnej oblasti.

Jediný rozdiel medzi pre a post-ekvalizáciou je, že pre-ekvalizér upravuje frekvenčnú charakteristiku predtým ako je signál vyslaný do trasy, zatiaľ čo post-ekvalizér upravuje frekvenčnú charakteristiku až keď je signál prijatý.

Podľa požadovanej aplikácie môžu byť nasadené spolu, prípadne jeden z nich odstránený. Napríklad, ak vysielač pozná frekvenčnú odozvu kanálu, tak post-ekvalizér môže byť odstránený. V takomto prípade kompenzuje kanálové straty len pre-ekvalizér vo vysielači a prijímač môže byť jednoduchší.

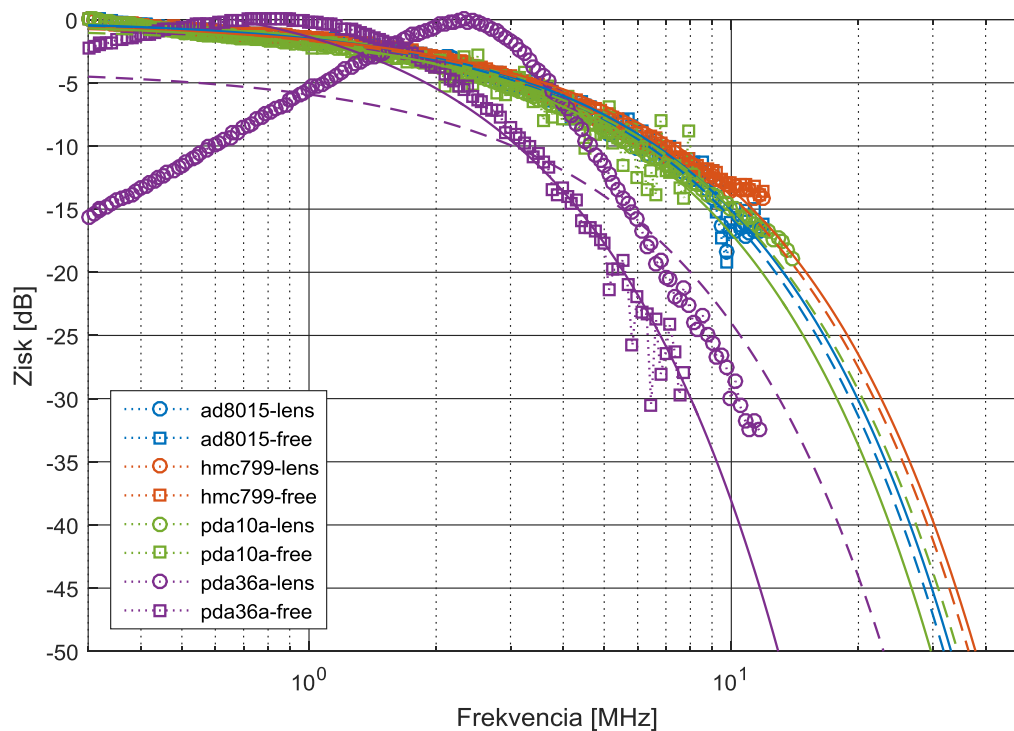
Aj keď vysielač nepozná kanál presne, tak pre-ekvalizér stále môže predpokladať útlm na vyšších frekvenciách a zosilniť tieto zložky. Navyše niektoré kanály môžu mať veľký útlm na v určitom rozsahu frekvencií. Prenášaný signál bude v takomto prípade veľmi skreslený a môže byť ťažké ho obnoviť. Preto, ak pre-ekvalizér zosilní tento rozsah frekvencií, tak pre post-ekvalizér bude jednoduchšie skreslený signál obnoviť na originálny.

Všetky zmeny frekvenčnej charakteristiky spôsobené kanálom alebo pre-ekvalizérom zrovnáva post-ekvalizér, výsledkom čoho je pôvodný signál. [12]

Pre-ekvalizácia zvýrazňuje vysoké frekvencie signálu na vysielači predtým ako signál vyšle do kanálu. Nevýhoda tohto prístupu sú vyššie energetické nároky.

Ekvalizácia na strane prijímača zabezpečuje vyrovnanie frekvenčnej charakteristiky, ktorá bola pokrivená vysokofrekvenčnými stratami pri prenose. Nevýhoda je, že nie je schopný ekvalizovať vysoké útlmy.

Samotný proces návrhu post-ekvalizácie prebieha v nasledujúcich krokoch: Najskôr je potrebné zistiť frekvenčnú charakteristiku signálu. Tento krok bol vykonaný v predchádzajúcej kapitole. Potom je nutné túto charakteristiku preložiť regresnou krivkou, vid' obrázok 3.3. Následne zistíme rovnicu regresnej krivky, vid' tabuľka 3.1.



Obrázok 3.3: Regresná krivka s lineárnou aproximáciou

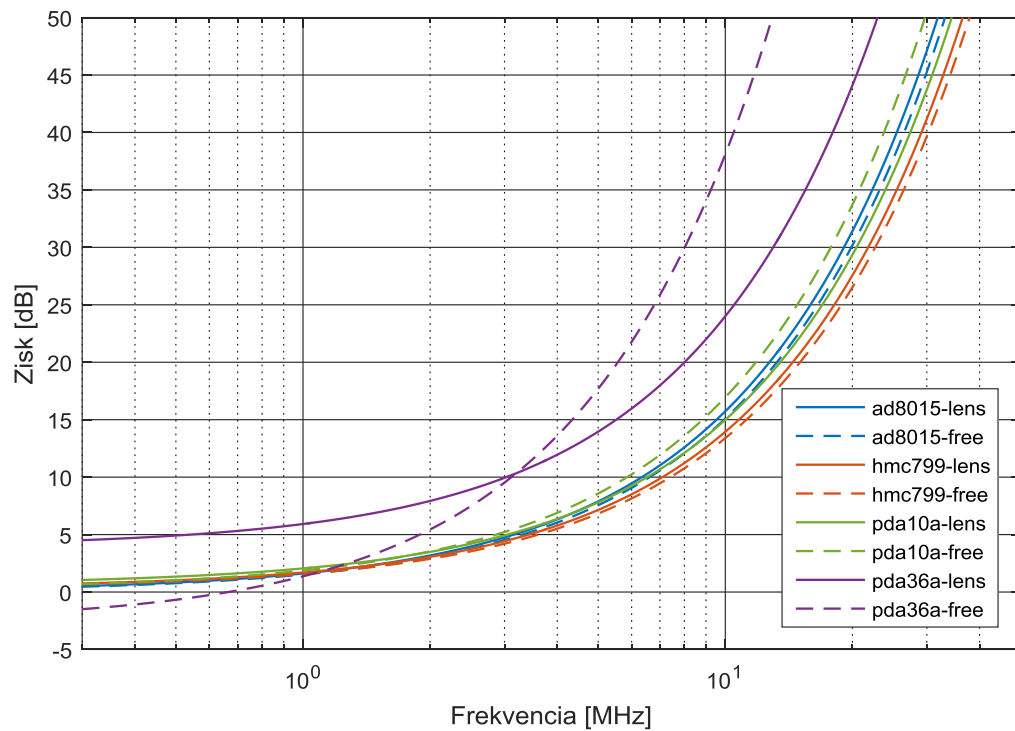
Tabuľka 3.1: Rovnice priamky pre jednotlivé detektory

Detektor	Bez šošovky	So šošovkou
AD8015	$y = -1,5087x - 0,01330$	$y = -1,5687x - 0,04586$
HMC799	$y = -1,3133x - 0,26268$	$y = -1,3612x - 0,33981$
PDA10A	$y = -1,6766x - 0,18983$	$y = -1,4368x - 0,62053$
PDA36A	$y = -4,0820x + 2,27167$	$y = -2,0098x - 3,91100$

Ekvalizačná krivka má opačný trend pozdĺž osi y. Možeme zapísať:

$$s_e = -s_{led}, \quad (3.1)$$

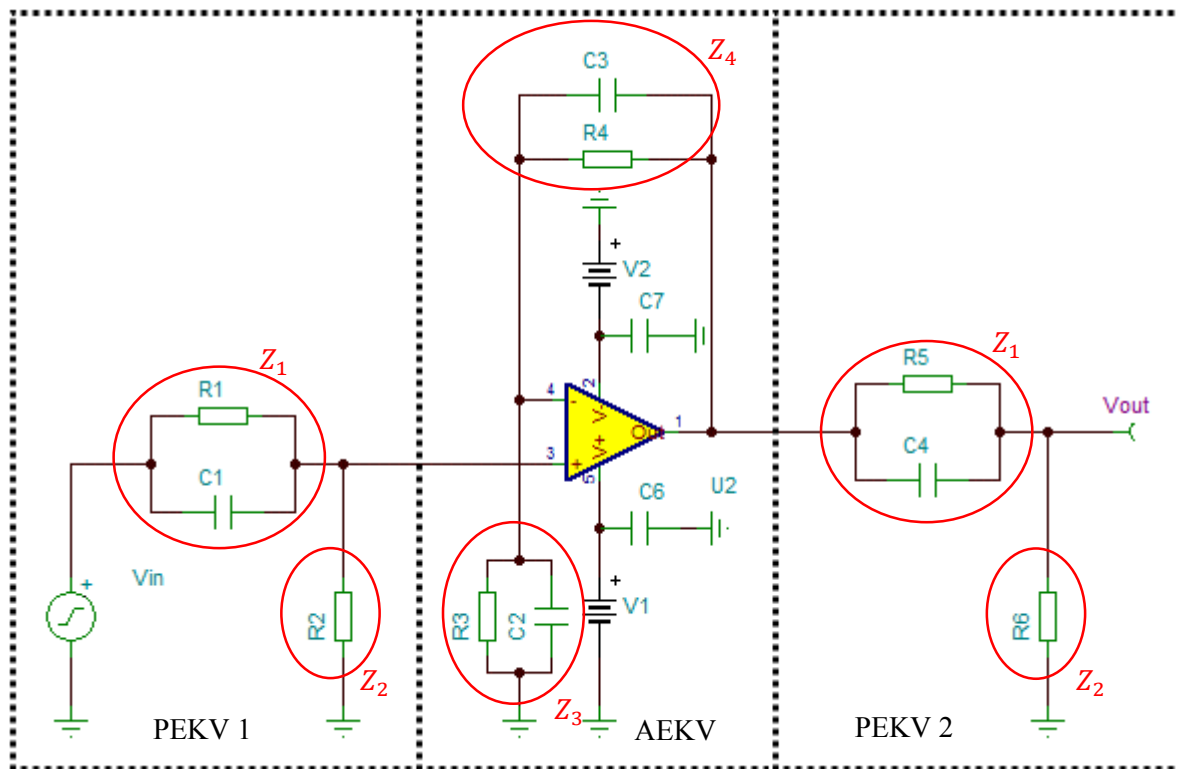
kde s_e je krivka ekvalizéru, s_{led} je krivka, ktorú chceme ekvalizovať, konkrétne frekvenčná charakteristika meranej LED. Obrázok 3.4 ilustruje ekvalizačnú krivku, ktorá bude namodelovaná pomocou RC súčiastok v ďalšej kapitole.



Obrázok 3.4: Ekvalizačná krivka LED

4 Návrh a simulácia post-ekvalizačného obvodu

Ako post-ekvalizér bol zvolený obvod zložený z troch logických blokov, dvoch pasívnych ekvalizérov a jedného aktívneho, vid' obrázok 4.1. Jednotlivé impedancie sú vyznačené v krúžkoch.



Obrázok 4.1: Schéma post-ekvalizačného obvodu

4.1 Pasívny ekvalizér

Pasívny ekvalizér pozostáva z kondenzátora v paralelnom zapojení s rezistorom a záťažového rezistora.

Prenosovú funkciu môžeme spočítať ako

$$H_P = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2}. \quad (4.1)$$

Pre kondenzátor platí $Z_C = \frac{1}{j\omega C}$, pre rezistor $Z_R = R$, potom:

$$Z_2 = R_2, \quad (4.2)$$

$$Z_1 = \frac{R_1 \frac{1}{j\omega C_1}}{R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{\frac{R_1}{j\omega C_1}}{\frac{j\omega C_1 R_1 + 1}{j\omega C_1}} = \frac{R_1}{j\omega C_1 R_1 + 1}. \quad (4.3)$$

Po dosadení:

$$H_P(j\omega) = \frac{R_2}{\frac{R_1}{j\omega C_1 R_1 + 1} + R_2} = \dots = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{j\omega C_1 R_1 + 1}{j\omega C_1 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + 1} \quad (4.4)$$

dostávame dve časové konštanty:

$$\tau_1 = C_1 R_1 \quad (4.5)$$

$$\tau_2 = C_1 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}. \quad (4.6)$$

Platí, že $\omega_1 = \frac{1}{\tau_1}$ a $\omega_2 = \frac{1}{\tau_2}$, potom:

$$= \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{j\frac{\omega}{\omega_1} + 1}{j\frac{\omega}{\omega_2} + 1} = \quad (4.7)$$

$$H_P(jf) = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{j\frac{f}{f_1} + 1}{j\frac{f}{f_2} + 1} \quad (4.8)$$

Pre nízke kmitočty a pre DC prúd sa kondenzátor neuplatní a funguje ako odporový delič, ale s rastúcou frekvenciou kondenzátor predstavuje skrat a útlm článku sa blíži k 0 dB. Hodnotu R_1 určíme na základe útlmu, ktorý požadujeme na nízkych frekvenciách, pre útlm 20 dB to je 1 k Ω . Hodnotu R_2 dopočítame podľa vzorca pre napäťový delič.

$$\frac{U_{výst}}{U_{vst}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.9)$$

Útlm o 20 dB predstavuje pre $\frac{U_{výst}}{U_{vst}}$ pomer 0,1. Z toho plyní hodnota $R_2 = 100 \Omega$. Hodnotu kondenzátora C_1 určíme podľa

$$C_1 = \frac{1}{2\pi R_1 f}, \quad (4.10)$$

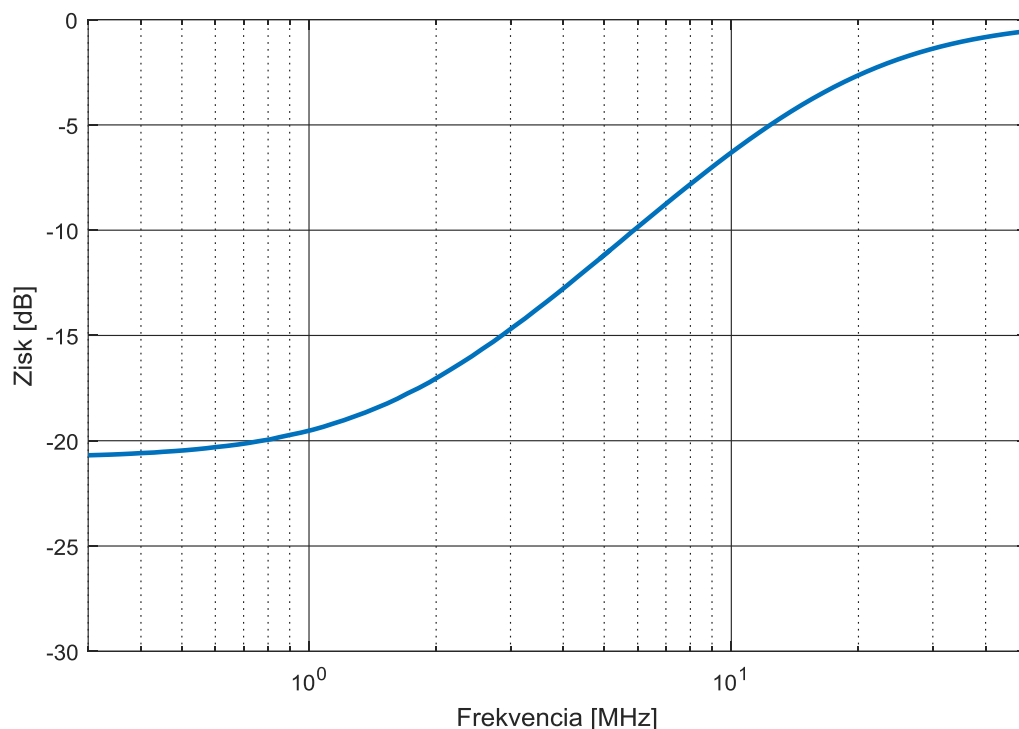
kde f je medzná frekvencia z predzosilňovača, pre $f = 1,68$ MHz, z toho plyní $C_1 = 95$ pF.

Výpočet pre pasívny ekvalizér č. 2 prebieha rovnakým spôsobom.

Obrázok 4.2 zobrazuje simuláciu pasívneho ekvalizéru č. 1. Tabuľka 4.1 obsahuje zoznam použitých súčiastok.

Tabuľka 4.1: Zoznam použitých súčiastok pre pasívny ekvalizér

Súčiastka	Hodnota
R_1	1 k Ω
R_2	100 Ω
C_1	95 pF



Obrázok 4.2: Simulácia frekvenčnej odozvy pasívneho ekvalizéra č. 1

4.2 Aktívny ekvalizér

Vzhľadom k tomu, že pasívny ekvalizér znížil úroveň signálu o 20 dB je potrebný zosilňovač, ktorý stratu vykompenzuje. V neinvertujúcom zapojení bol použitý širokopásmový zosilňovač OPA847. Aktívny ekvalizér svojím veľkým vstupným odporom nezaťažuje predchádzajúci pasívny ekvalizér. Zapojenie obsahuje 2 paralelné kombinácie rezistor/kondenzátor.

Prenosovú funkciu dostaneme ako:

$$H_A = 1 + \frac{Z_2}{Z_3} \quad (4.11)$$

Jednotlivé impedancie vypočítame ako:

$$Z_2 = \frac{R_4 \frac{1}{j\omega C_3}}{R_4 + \frac{1}{j\omega C_3}} = \frac{\frac{R_4}{j\omega C_3}}{\frac{j\omega C_3 R_4 + 1}{j\omega C_3}} = \frac{R_4}{j\omega C_3 R_4 + 1} \quad (4.12)$$

$$Z_1 = \frac{R_3 \frac{1}{j\omega C_2}}{R_3 + \frac{1}{j\omega C_2}} = \frac{\frac{R_3}{j\omega C_2}}{\frac{j\omega C_2 R_3 + 1}{j\omega C_2}} = \frac{R_3}{j\omega C_2 R_3 + 1} \quad (4.13)$$

Po dosadení môžeme upraviť:

$$H_A = 1 + \frac{\frac{R_4}{j\omega C_3 R_4 + 1}}{\frac{R_3}{j\omega C_2 R_3 + 1}} = 1 + \frac{R_4(j\omega C_2 R_3 + 1)}{R_3(j\omega C_3 R_4 + 1)} = \frac{R_3(j\omega C_3 R_4 + 1) + R_4(j\omega C_2 R_3 + 1)}{R_3(j\omega C_3 R_4 + 1)} =$$

$$\frac{j\omega C_3 R_3 R_4 + R_3 + j\omega C_2 R_3 R_4 + R_4}{R_3(j\omega C_3 R_4 + 1)} = \frac{j\omega R_3 R_4 (C_3 + C_2) + R_3 + R_4}{R_3(j\omega C_3 R_4 + 1)} = \frac{R_3 + R_4}{R_3} \cdot \frac{j\omega \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} (C_3 + C_2) + 1}{j\omega C_3 R_4 + 1} \quad (4.14)$$

Pre vysoké frekvencie budú kondenzátory predstavovať skrat a zosilnenie bude nulové. Pre nízke kmitočty sa kmitočty neuplatnia a zosilnenie môžeme určiť ako:

$$A = 20 \log \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \quad (4.15)$$

V našom prípade som volil hodnoty $R_4 = 2 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 100 \text{ }\Omega$.

Ak zanedbáme kondenzátor C_3 dostávame

$$H_A = \left(1 + \frac{R_4}{R_3} \right) \cdot (j\omega C_2 \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} + 1) \quad (4.16)$$

z čoho dostávame časovú konštantu τ_1

$$\tau_1 = C_2 \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4} = \frac{1}{2\pi f_1} \quad (4.x)$$

Medznu frekvenciu, tak určíme ako:

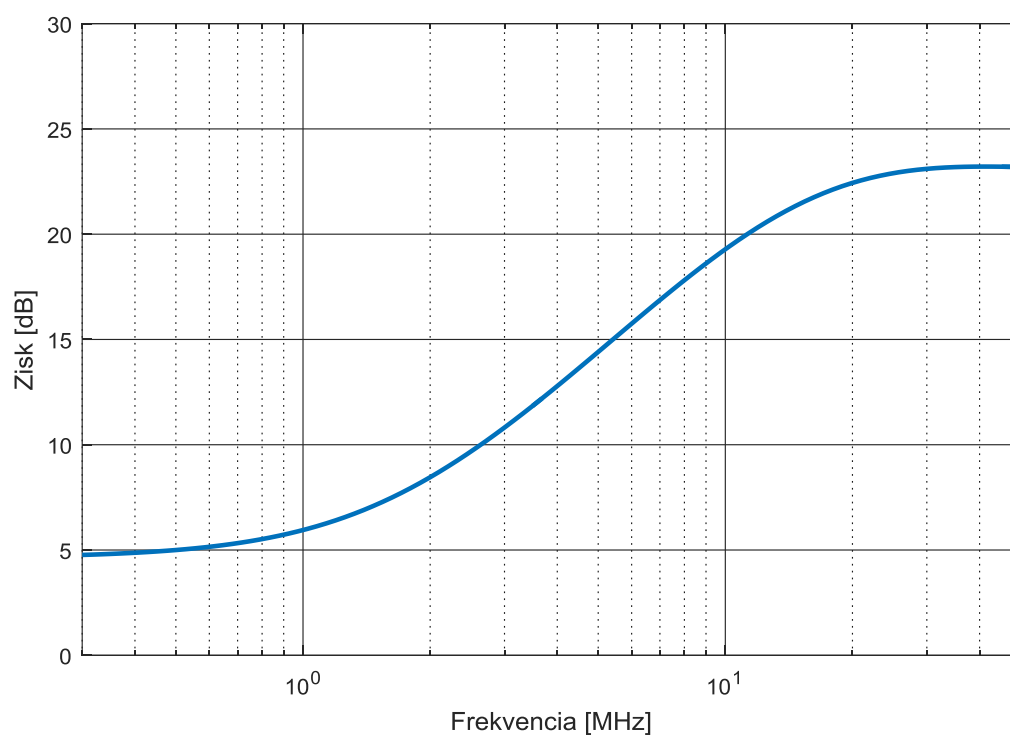
$$f_1 = \frac{1}{2\pi C_2 \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}} \quad (4.17)$$

Z čoho ľahko vypočítame hodnotu C_2 .

Obrázok 4.3 zobrazuje simuláciu celého ekvalizéra. Tabuľka 4.2 obsahuje zoznam použitých súčiastok.

Tabuľka 4.2: Zoznam použitých súčiastok pre ekvalizér

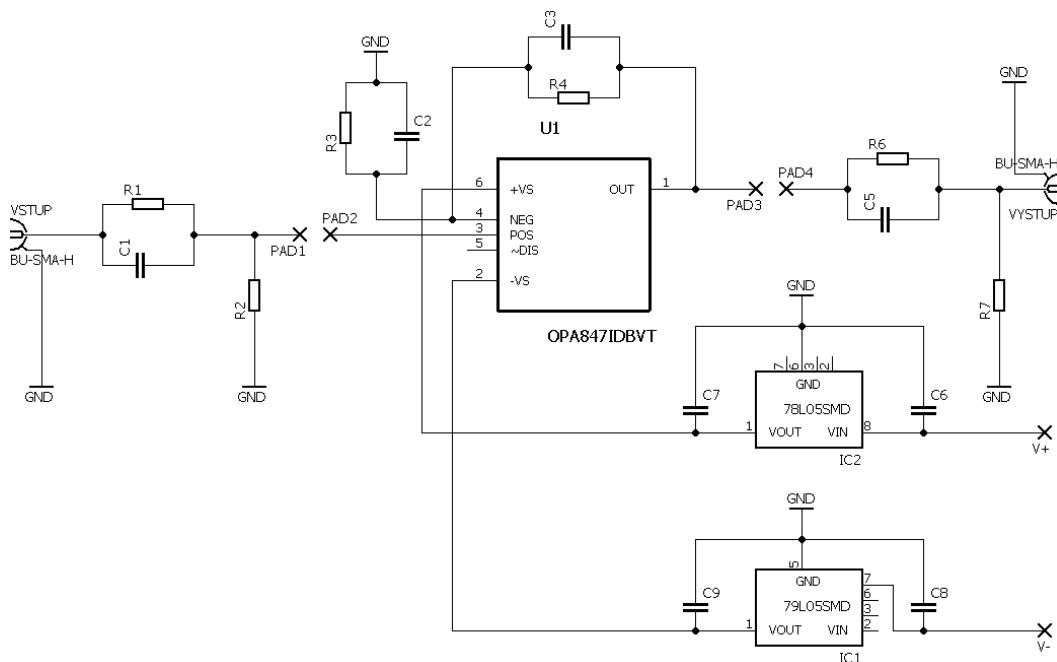
Súčiastka	Hodnota
R_1	1 k Ω
R_2	100 Ω
C_1	95 pF
R_3	100 Ω
C_2	44 pF
R_4	2 k Ω
C_3	2 pF
R_5	10 Ω
R_6	100 Ω
C_4	2 nF



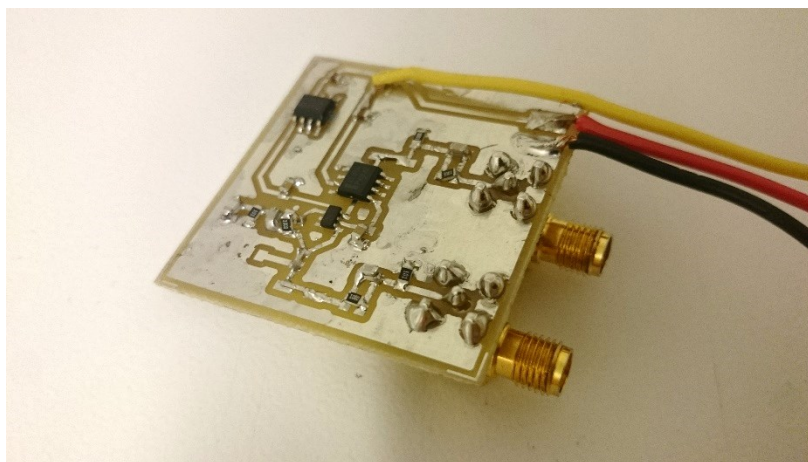
Obrázok 4.3: Simulácia frekvenčnej odozvy ekvalizéra

5 Realizácia post-ekvalizačného obvodu

Ďalším krokom po návrhu post-ekvalizačného obvodu a jeho dosimulovaní v programe Tina-TI bola realizácia DPS. Návrh DPS bol vykonaný v programe EAGLE. Schéma obvodu je uvedená na obrázku 5.1. Zapojenie obsahuje RC súčiastky, operačný zosilňovač OPA847 a dva stabilizátory napájania, jeden pre každú napájaciu vetvu OZ. Symbolika napájacích káblov je nasledovná: čierny - zem, červený - kladná vetva, žltý - záporná vetva. Ako je uvedené v kapitole s návrhom obvodu, post-ekvalizér je zložený z troch logických blokov, dvoch pasívnych ekvalizérov a jedného aktívneho. Pri návrhu DPS boli tieto bloky oddelené medzerami, aby bolo možné jednotlivé časti zmerať osobitne bez ovplyvňovania ostatných blokov. Výsledná realizácia obvodu je na obrázku 5.2.



Obrázok 5.1: Schéma ekvalizéru

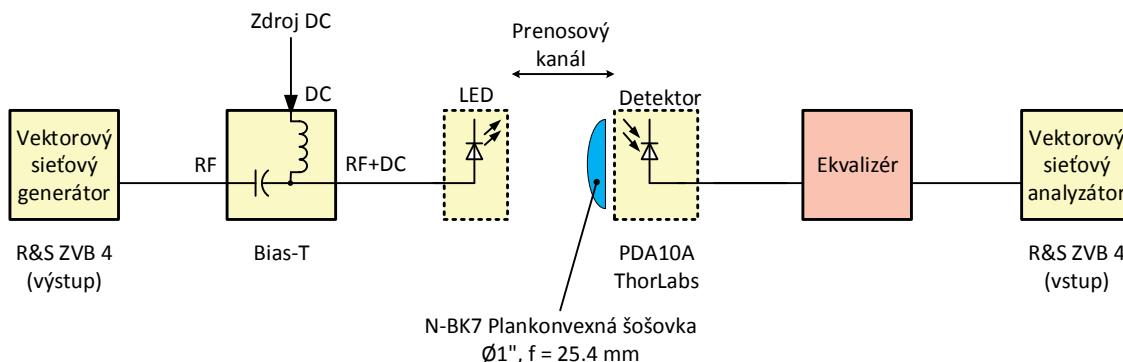


Obrázok 5.2: Zhotovená DPS ekvalizéru

6 Meranie post-ekvalizačného obvodu

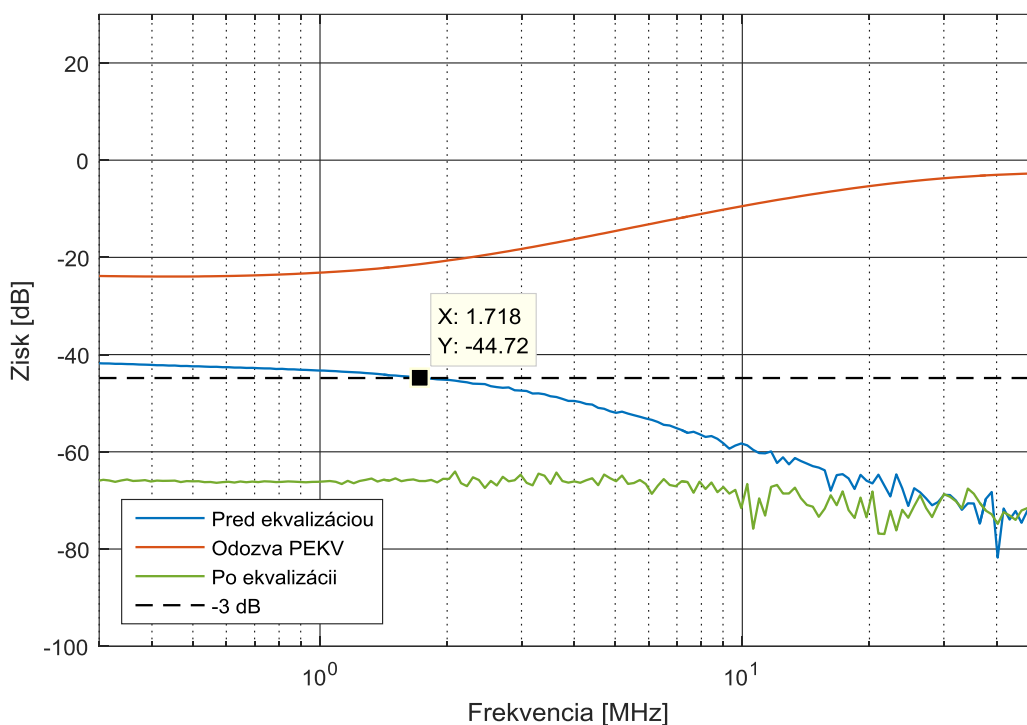
6.1 Meranie šírky pásma

Meranie bolo vykonané pomocou vektorového sieťového analyzátora, podrobná schéma je zobrazená na obrázku 6.1. Vektorový sieťový generátor generuje signál, ktorý je vysielaný na Bias-T a v ňom zmiešavaný s DC zložkou, ktorou nastavujeme pracovný bod LED. Ako fotodetektor bol použitý Thorlabs PDA10A, pre ktorý bol ekvalizačný obvod navrhnutý. Najskôr prebehlo meranie bez ekvalizéru. Šošovku sme nastavili na správnu ohniskovú vzdialenosť od detektora.



Obrázok 6.1: Schéma zapojenia merania frekvenčnej charakteristiky ekvalizéru

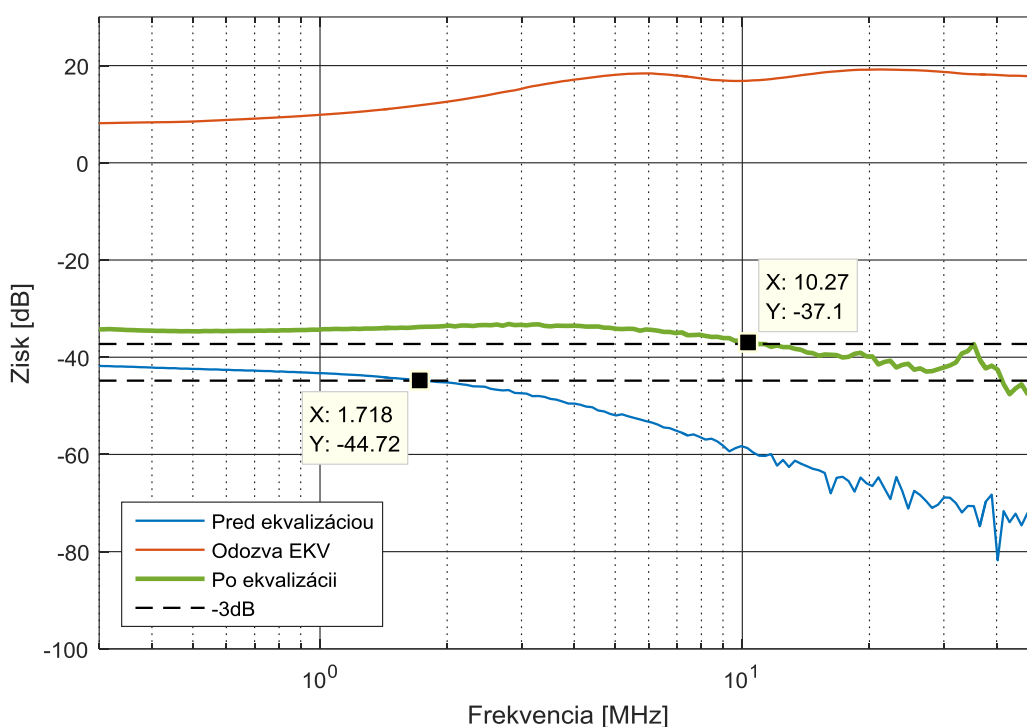
Na obrázku č. 6.2 je modrou čiarou nameraná frekvenčná charakteristika LED. Ako je vyznačené čiernou čiarkovanou čiarou, pokles o 3 dB nastane pri frekvencii 1,718 MHz.



Obrázok 6.2: Frekvenčná charakteristika LED a pasívneho ekvalizéru

V ďalšom kroku merania bol pripojený prvý pasívny ekvalizér. Jeho vlastná odozva je na obrázku 6.2 zobrazená červenou čiarou, táto charakteristika je identická so simuláciou. Po zaradení pasívneho ekvalizéru dostávame zlinearizovanú frekvenčnú charakteristiku, tento efekt je vyneseny v obrázku č 6.2 zelenou farbou. Ako je vidieť úroveň signálu poklesla až na -64 dB. Preto bol navrhnutý aktívny ekvalizér, ktorý ma kompenzovať straty spôsobené dvoma pasívnymi ekvalizérmi.

Obrázok 6.3 zobrazuje frekvenčné charakteristiky po zaradení celkového ekvalizéru (pasívny, aktívny, pasívny). Jeho zosilnenie je až 20 dB, vid' červená čiara. Meranie sa takmer nelíši od simulácie. Modrá krivka je charakteristika LED bez ekvalizácie. Zelená krivka značí frekvenčnú charakteristiku LED po ekvalizácii. Ako môžeme vidieť šírka pásma sa post-ekvalizačným obvodom zvýšila z 1,718 MHz na 10,27 MHz. Úrovňovo sa signál zvýšil od 7 dB pri nízkych frekvenciách až po 20 dB pri vysokých frekvenciách.

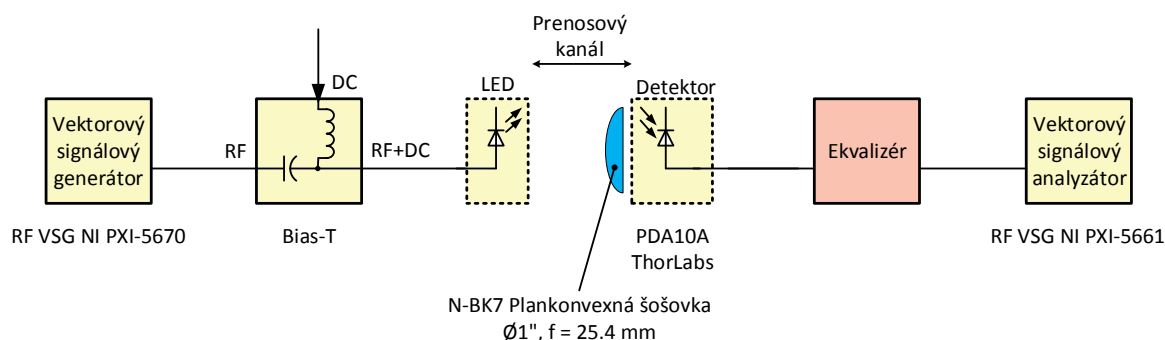


Obrázok 6.3: Šírka pásma LED pred a po ekvalizácii

Takto zekvalizovaná LED umožňuje aplikovať pokročilejšie modulačné techniky ako napríklad ortogonálny frekvenčne delený multiplex ODFM s moduláciami QPSK, 16QAM, 64QAM. Ďalšia kapitola sa zaoberá práve týmto meraním.

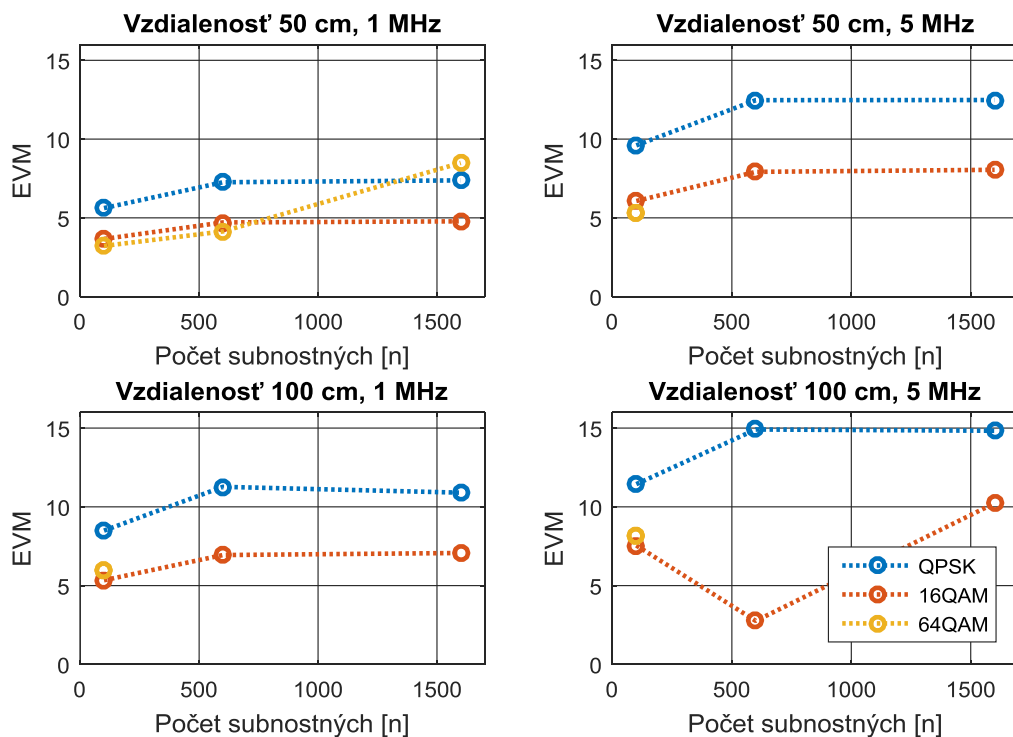
6.2 Meranie OFDM

Meranie bolo vykonané podľa obrázka 6.4. Najskôr bolo potrebné správne nastaviť vzdialenosť šošovky od fotodetektora. Tento krok bol vykonaný podľa vektorového sieťového analyzátora ako v predchádzajúcom meraní. Signál z generátora signálov je pripojený na Bias-T a DC zdrojom bol nastavený pracovný bod LED diódy. Na prijímacej strane bol umiestnený fotodetektor Thorlabs PDA10A, z ktorého výstup bol pripojený na post-ekvalizačný obvod. Výstupný signál z fotodetektu bol prijímaný vektorovým signálovým analyzátorom.



Obrázok 6.4: Schéma zapojenia merania prenosu modulácie OFDM na ekvalizéri

Signálový generátor generoval signál so symbolovou rýchlosťou 100 kHz, ktorý bol namodulovaný postupne pomocou QPSK, 16QAM, a 64QAM. Pre každú moduláciu bol menený počet subnosných, konkrétne 100, 600 a 1600 subnosných. Meranie bolo vykonané vo vzdialenosti 50 cm a 100 cm fotodetektora od LED.

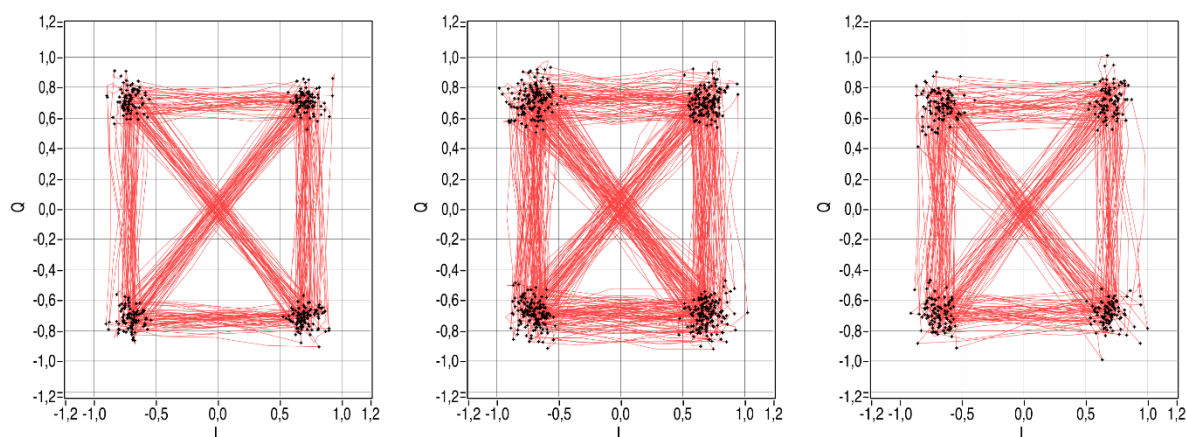


Obrázok 6.5: Závislosť EVM na počte subnosných

Meranie bez ekvalizéra bolo vykonané na nosnej frekvencii 1 MHz, na vyššie frekvencie sa nebolo možné dostať, vzhľadom na malú šírku pásma neekvalizovanej LED. Pri pripojení ekvalizéra sme mohli zmeniť nosnú frekvenciu na 5 MHz. Pri meraní sme zaznamenávali parameter EVM, ktorý určuje kvalitu prenášaného signálu.

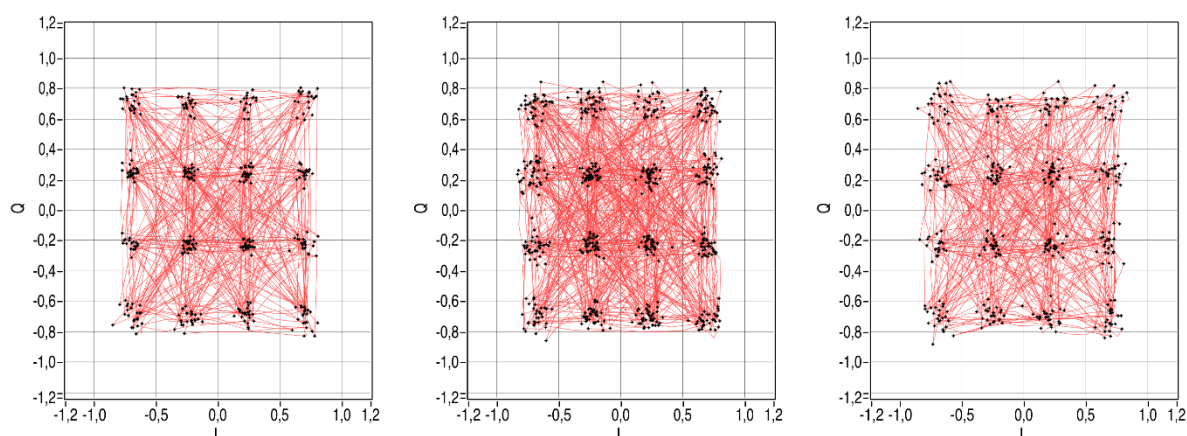
6.2.1 Meranie na vzdialenosť 50 cm

Pre prvé meranie bola zvolená modulácia QPSK, ktorá umožňuje preniesť 2 bity jedným stavom. Postupne bol pridávaný počet subnostných, konkrétne 100, 600 1600. Okrem konsolidačných diagramov bol zaznamenávaný aj parameter EVM. Závislosť EVM na počte subnostných zobrazuje obrázok 6.5, graf vpravo hore. Z tohto grafu a konsolidačných diagramov môžeme usúdiť, že prijímač dokáže signál rozoznať bez problémov.



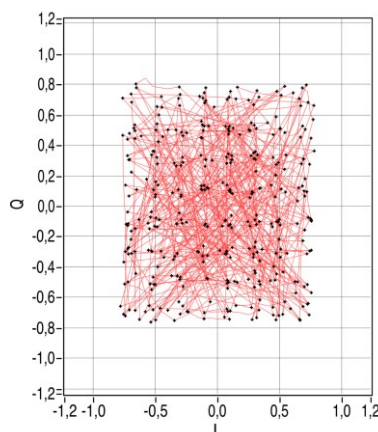
Obrázok 6.6: Konštruktívny diagram pre QPSK pre 100, 600 a 1600 subnostných

Druhé meranie prebiehalo rovnako, modulácia bola zvolená 16 stavová modulácia QAM, ktorá umožňuje preniesť 4 bity jedným stavom. Jednotlivé grafy zodpovedajú počtu subnostných, 100, 600, 1600.



Obrázok 6.7: Konštruktívny diagram pre 16QAM pre 100, 600 a 1600 subnostných

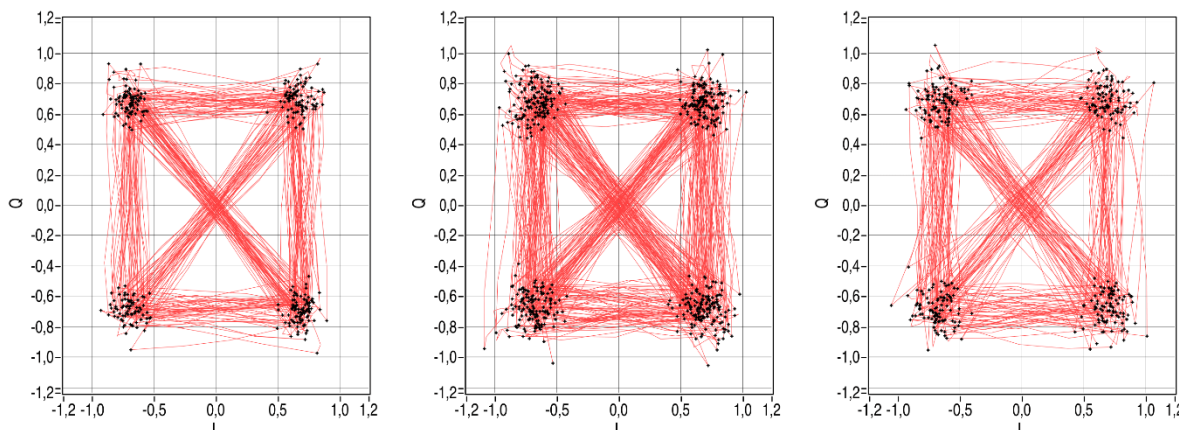
Poslednou testovanou moduláciou pri tejto vzdialenosti bola 64 stavová modulácia QAM, ktorá umožňuje preniesť až 6 bitov jedným stavom, na druhej strane, je však náchylnejšia na rušenie. Z konsolidačného diagramu môžeme pozorovať degradovaný signál. Pri tejto modulácii sa vyššie počty subnostných (600, 1600) nepodarilo preniesť. Môže to byť spôsobené malými špičkami na zekvalizovanom signále.



Obrázok 6.8: Konštalačný diagram pre 64QAM pre 100 subnostných

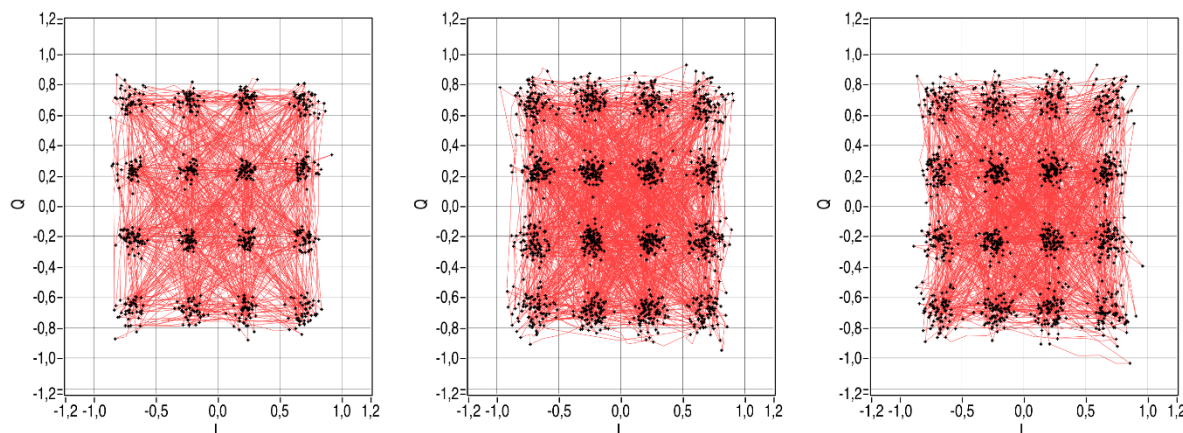
6.2.2 Meranie na vzdialenosť 100 cm

Meranie pre 100 cm prebiehalo rovnako ako pre 50 cm. Najskôr bola zvolená modulácia QPSK. Postupne bol pridávaný počet subnostných, konkrétne 100, 600 a 1600. Závislosť EVM na počte subnostných zobrazuje obrázok 6.5, graf vpravo dole. Z tohto grafu a konsolidačných diagramov môžeme usúdiť, že prijímač dokáže signál rozoznať bez problémov aj pre túto vzdialenosť.



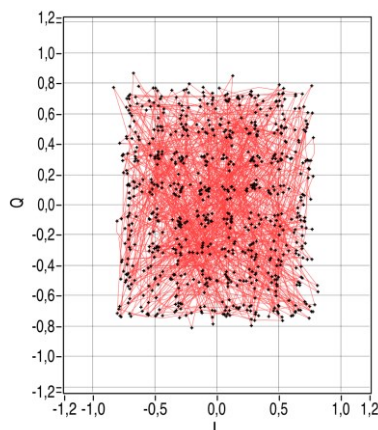
Obrázok 6.9: Konštalačný diagram pre QPSK pre 100, 600 a 1600 subnostných

Nasledovala modulácia 16QAM. Na obrázku 6.5 môžeme pozorovať zvýšenie EVM parametru oproti vzdialenosti 50 cm. Jednotlivé grafy odpovedajú počte subnostných, 100, 600, 1600.



Obrázok 6.10: Konštalačný diagram pre 16QAM pre 100, 600 a 1600 subnostných

S najzložitejšou moduláciou - 64QAM, bolo možné, rovnako ako pri 50 cm vzdialenosti preniesť len 100 subnostných. Ako bolo uvedené vyššie, 64QAM je najcitlivejšia na rušenie, a toto rušenie môže to byť spôsobené malými špičkami na zekvalizovanom signále.



Obrázok 6.11: Konštalačný diagram pre 64QAM pre 100 subnostných

Merania bez ekvalizéra na vzdialenosti 50 cm a 100 cm sú uvedené v prílohe, merania bez ekvalizéra prebiehali na nosnej frekvencii 1 MHz.

Záver

Práca si kládla za cieľ zvýšiť šírku pásma prenosového reťazca VLC využitím ekvalizačného obvodu na strane prijímača. V teoretickej časti bola popísaná technológia VLC, metódy konštrukcie detektorov pre optické komunikácie a technika ekvalizácie. V rámci praktickej časti boli zrealizované dva optické prijímače. Jeden využíva čip AD8015, zatiaľ čo druhý je osadený čipom HMC799. Po meraní charakteristík prijímačov na vektorovom sieťovom analyzátore je možné zhodnotiť, že zrealizované detektory dosahujú vlastností tých komerčných, či už je to úroveň zisku alebo šírka pásma. Zvlášť vynikla varianta s HMC799, ktorá dosiahla najvyššiu šírku pásma spomedzi testovaných detektorov. Tvorba post-ekvalizačného obvodu prebiehala v niekoľkých fázach. Ako prvé bolo potrebné určiť ekvalizačnú krivku. Následne bola táto krivka namodelovaná pomocou RC súčiastok, čím vznikol prvý pasívny ekvalizér. Aby sa vykompenzovali straty spôsobené týmto pasívnym členom, bol za ním zaradený aktívny ekvalizér. Za touto dvojicou nasleduje ešte jeden pasívny ekvalizér, ktorý dorovnáva krivku do konečnej podoby. Po simulovaní v programe Tina-TI a navrhnutí dosky plošných spojov, bolo vykonaná realizácia riešenia.

Posledným krokom tejto práce bolo uskutočnenie merania na zrealizovanom post-ekvalizačnom obvode. Najskôr bola zameraná frekvenčná charakteristika obvodu a porovnaná so simuláciami. Následne bol obvod zaradený do prenosového reťazca za predzosilňovač. Meranie ukázalo, že úrovňovo sa signál zlepšil o 7 dB pri nízkych kmitočtoch a o 20 dB pri vysokých kmitočtoch. Avšak najdôležitejší výsledok práce je, že šírka pásma sa zväčšila z 1,718 MHz na 10,270 MHz, čo je až šesťnásobok pôvodnej šírky pásma. Tento výsledok bol dosiahnutý bez použitia modrého filtra, ktorý by výrazne zvýšil cenu prijímača. Zlepšenie šírky pásma umožnilo nasadenie modulačnej techniky ortogonálneho frekvenčne deleného multiplexu, OFDM. Pred ekvalizáciou bolo možné pracovať len na nosnej frekvencii 1 MHz, po ekvalizácii sme boli schopní pracovať na nosnej frekvencii 5 MHz. Prenos bol uskutočnený na vzdialenosť 50 cm a 100 cm, a aplikované boli modulácie QPSK, 16-QAM a 64-QAM. Postupne bol zvyšovaný počet subnostných. Zaznamenávané boli parametre EVM a konsolidačné diagramy. Takmer všetky testované prenosy prebehli bez problémov, problém nastal až s prenosom 64 stavovej QAM modulácii, ktorá je najnáchylnejšia na rušenie. Pri nej sme boli schopní prenášať len na 100 subnostných.

Koncept VLC je mladou progresívnou technológiou, z čoho plynie, že post-ekvalizácii bude venovaný ešte veľký záujem. Ako ďalší trend vývoja predpokladám využitie kombinácie pre-ekvalizácie s post-ekvalizáciou a taktiež ekvalizáciu trasy v digitálnej oblasti.

Použitá literatura

- [1] GHASSEMLOY, Z., W. POPOOLA a S. RAJBHANDARI. *Optical Wireless Communications: System and Channel Modelling with MATLAB*. Boca Raton, FL: CRC Press, 2013. ISBN 978-1-4398-5188-3.
- [2] JOHNSON, Mark. *Photodetection and Measurement: Maximizing Performance in Optical Systems*. New York: McGraw-Hill, 2003. ISBN 00-714-0944-0.
- [3] VUČIĆ, Jelena. *Adaptive Modulation Technique for Broadband Communication in Indoor Optical Wireless Systems*. Berlin, 2009.
- [4] KAMSULA, Peekka. Design and Implementation of a Bi-Directional Visible Light Communication Testbed. Oulu, 2015. Vedoucí práce Marcos Katz.
- [5] HARUYAMA, Shinichiro. *Japan's Visible Light Communications Consortium and Its Standardization Activities*. In: [online]. [cit. 2016-04-01]. Dostupné z: <https://mentor.ieee.org/802.15/dcn/08/15-08-0061-00-0vlc-japan-s-visible-light-communications-consortium-and-its.pdf>.
- [6] TEXAS INSTRUMENTS: *Datasheet OPA301* [online]. [cit. 2016-03-20]. Dostupné z: www.ti.com/lit/ds/symlink/opa301.pdf
- [7] TEXAS INSTRUMENTS: *Datasheet OPA380* [online]. [cit. 2016-03-20]. Dostupné z: www.ti.com/lit/ds/symlink/opa380.pdf
- [8] ANALOG DEVICES: *Datasheet AD8015* [online]. [cit. 2016-03-28]. Dostupné z: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/AD8015.pdf>
- [9] ANALOG DEVICES: *Datasheet HMC799* [online]. [cit. 2016-03-28]. Dostupné z: <http://www.analog.com/media/en/technical-documentation/data-sheets/hmc799.pdf>
- [10] TEXAS INSTRUMENTS: *Datasheet OPA847* [online]. [cit. 2016-03-28]. Dostupné z: www.ti.com/lit/ds/symlink/opa847.pdf
- [11] SUN, Ruifeng. A Low-Power 20-Gbit/s Continuous-Time Adaptive Passive Equalizer. Tsinghua, Beijing, 1999.
- [12] MU, Di. *Single-carrier Frequency Domain Equalization Using Subband Decomposition for Optical Wireless Communications*. New Jersey, 2012.
- [13] HAMAMATSU: *Datasheet S10784* [online]. [cit. 2016-03-28]. Dostupné z: https://www.hamamatsu.com/resources/pdf/ssd/s10783_s10784_kpin1079e.pdf

Zoznam príloh

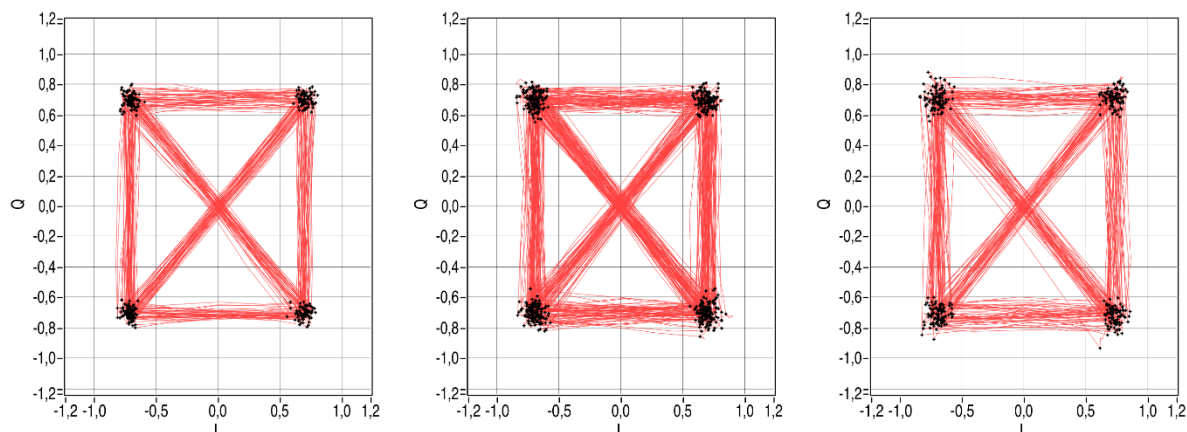
Príloha A:	Meranie na vzdialenosť 50 cm, bez ekvalizéra (1MHz)	I
Príloha B:	Meranie na vzdialenosť 50 cm, bez ekvalizéra (1 MHz)	II

Súčasťou DP je CD.

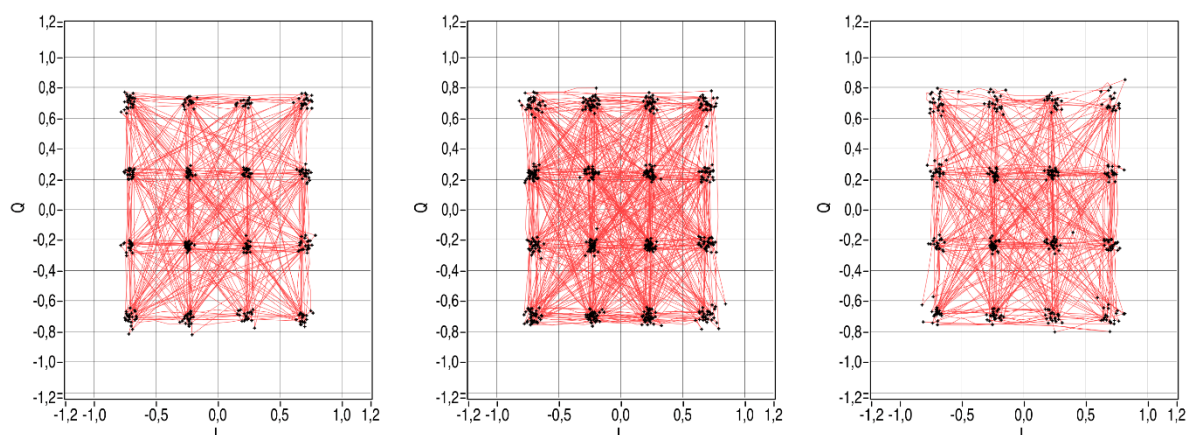
Adresárová štruktúra priloženého CD:

- |
- |——navrhy_dps
- | |——fotodetektor_ad8015
- | |——fotodetektor_hmc799
- | └——postekvalizer
- |——simulacie
- └——fotografie

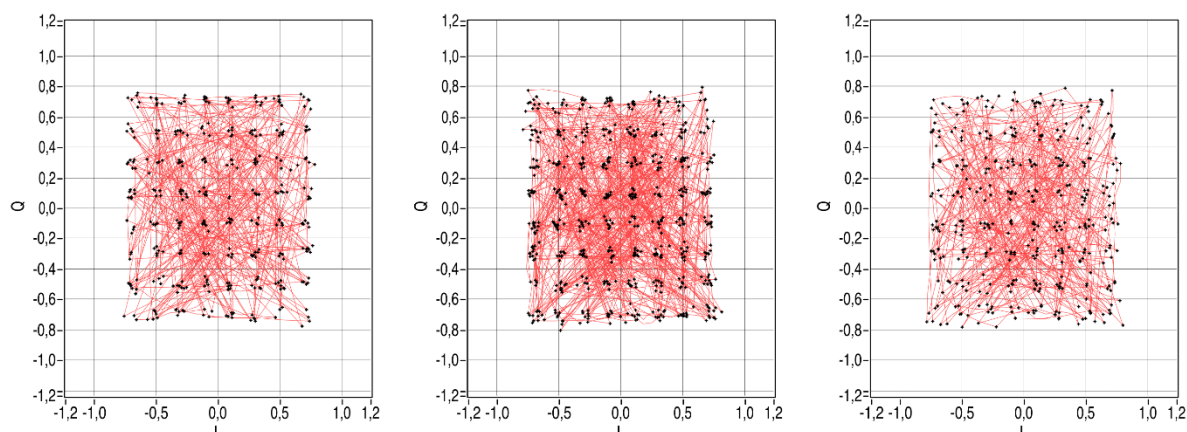
Příloha A: Meranie na vzdialenosť 50 cm, bez ekvalizéra (1MHz)



Obrázok A.1: Konštalčný diagram pre QPSK pre 100, 600 a 1600 subnostných

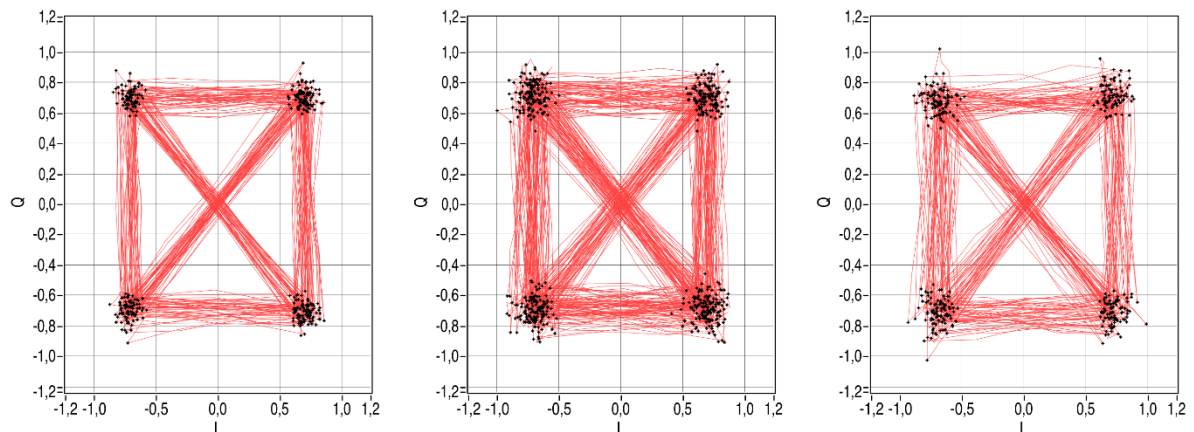


Obrázok A.2: Konštalčný diagram pre 16QAM pre 100, 600 a 1600 subnostných

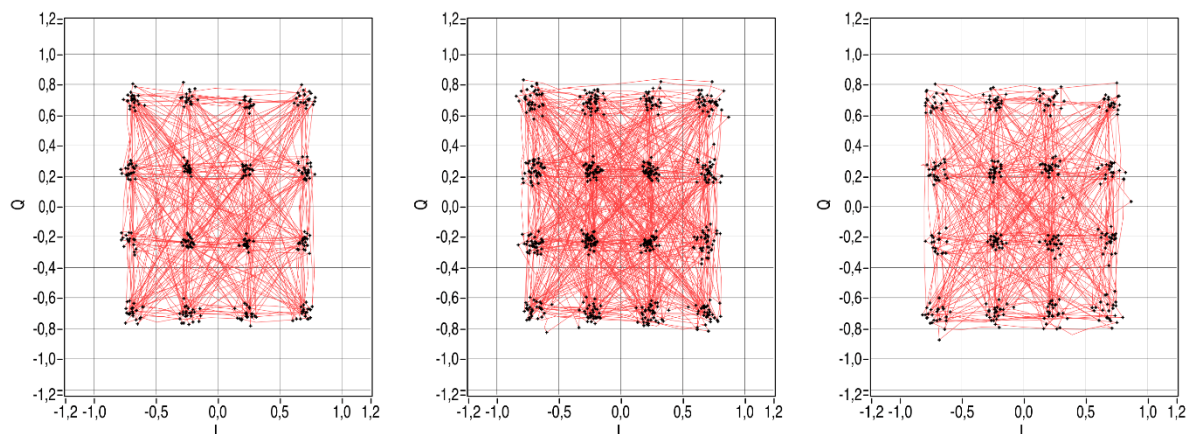


Obrázok A.3: Konštalčný diagram pre 64QAM pre 100, 600 a 1600 subnostných

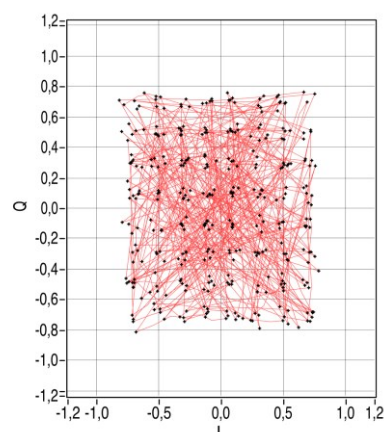
Příloha B: Meranie na vzdialenosť 50 cm, bez ekvalizéra (1 MHz)



Obrázok B.1: Konštalačný diagram pre QPSK pre 100, 600 a 1600 subnostných



Obrázok B.2: Konštalačný diagram pre 16QAM pre 100, 600 a 1600 subnostných



Obrázok B.3: Konštalačný diagram pre 64QAM pre 100 subnostných